文部省検定済教科書 | 7 実教 | 工業 069

電子技術ⅠB

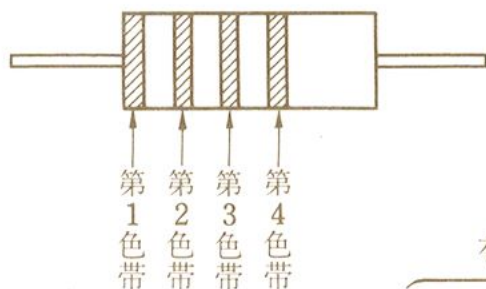
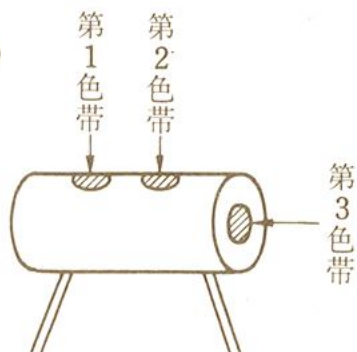
実教出版

トランジスタとダイオードの量記号例

量記号	意　味	量記号	意　味
A_i	電流増幅度	P_C	コレクタ損失電力
A_v	電圧増幅度	P_i, P_o	入力電力，出力電力
A_p	電力増幅度	R_B	ベースバイアス抵抗
A_f	帰還増幅度	R_C	コレクタバイアス抵抗
C_c	コレクタ容量（C_{bc}）	R_E	エミッタバイアス抵抗
C_j	接合部容量	R_F	帰還抵抗
C_{ob}	ベース接地コレクタ出力容量	R_L	負荷抵抗
f_T	トランジション周波数（利得帯域幅積）	R_i	入力インピーダンス
$f_{\alpha e}$	エミッタ接地しゃ断周波数	R_o	出力インピーダンス
G_i	電流利得（デシベル表示）	S	安定指数
G_v	電圧利得（デシベル表示）	T_a	周囲温度
G_p	電力利得（デシベル表示）	T_j	接合部温度
h_{ie}	エミッタ接地 h パラメータ	V_B	ベース電圧（対アース電圧）
h_{fe}	〃	V_C	コレクタ電圧（対アース電圧）
h_{re}	〃	V_E	エミッタ電圧（対アース電圧）
h_{oe}	〃	V_{BB}	ベース電源電圧
I_B, i_b	ベース電流（直流値と交流値）	V_{BE}	ベース・エミッタ間電圧
I_C, i_c	コレクタ電流（直流値と交流値）	V_{CC}	コレクタ電源電圧
I_E, i_e	エミッタ電流（直流値と交流値）	V_{CE}	コレクタ・エミッタ間電圧
I_F	ダイオードの順方向電流	V_F	ダイオードの順方向電圧
I_R	ダイオードの逆方向電流	V_R	ダイオードの逆方向電圧
I_Z	ツェナ電流	V_Z	ツェナ電圧
i_i	交流入力電流	v_i	交流入力電圧
i_o	交流出力電流	v_o	交流出力電圧
P_{DC}	直流入力電力		

電子部品の色表示と数表示

色表示の例

有効数字（第1色帯：10の位、第2色帯：1の位）× 10^(第3色帯)

〔単位〕 抵抗 Ω ／ コイル μH

第4色帯のあるものは許容差をあらわす

- 金 ⇒ ±5〔%〕
- 銀 ⇒ ±10〔%〕
- 無色 ⇒ ±20〔%〕

色コード

色	黒	茶	赤	だいだい	黄	緑	青	紫	灰	白
数値	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

数表示の例

磁器コンデンサ

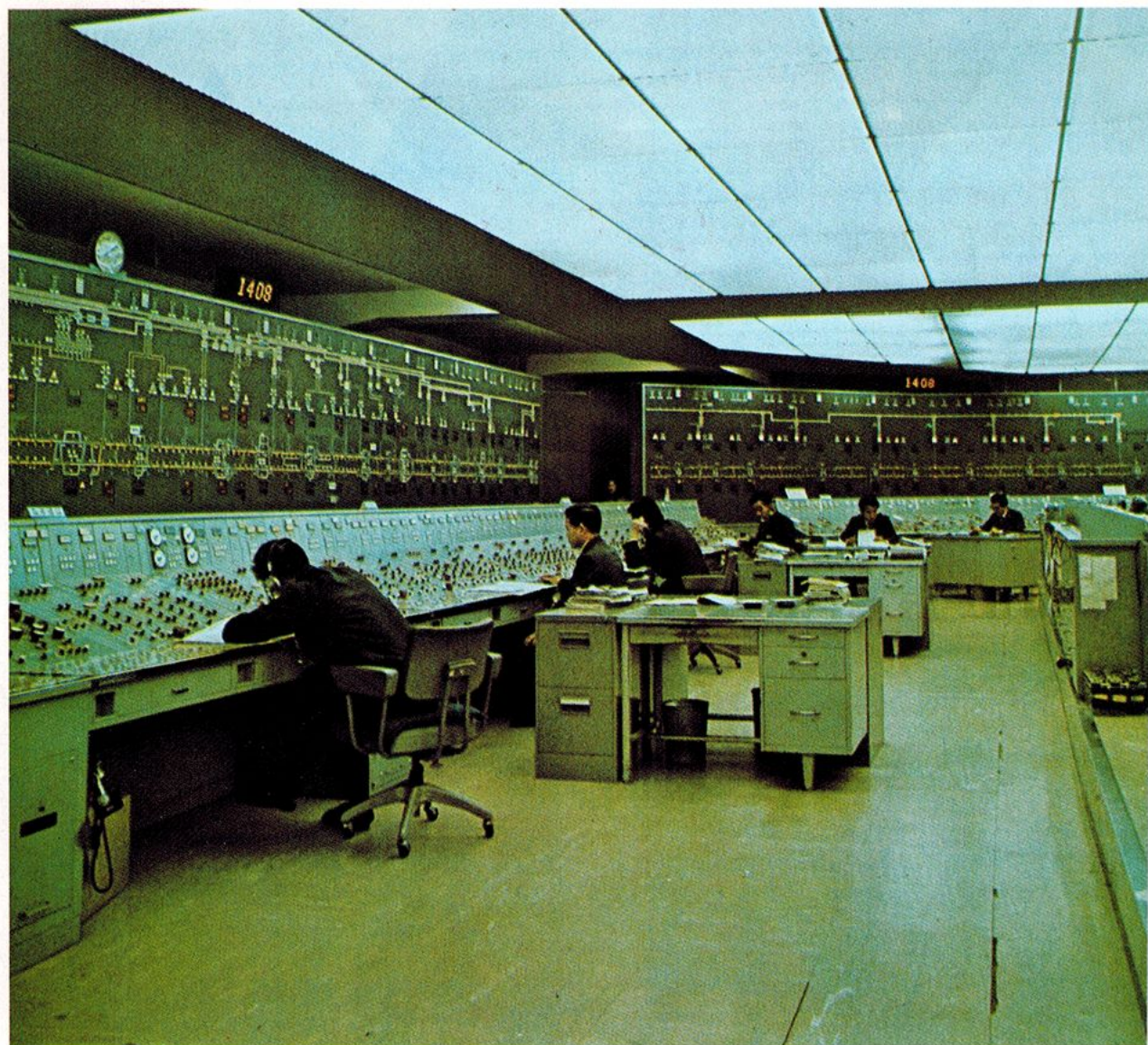
有効数字（2：10の位、0：1の位）× 10^{3} 〔pF〕

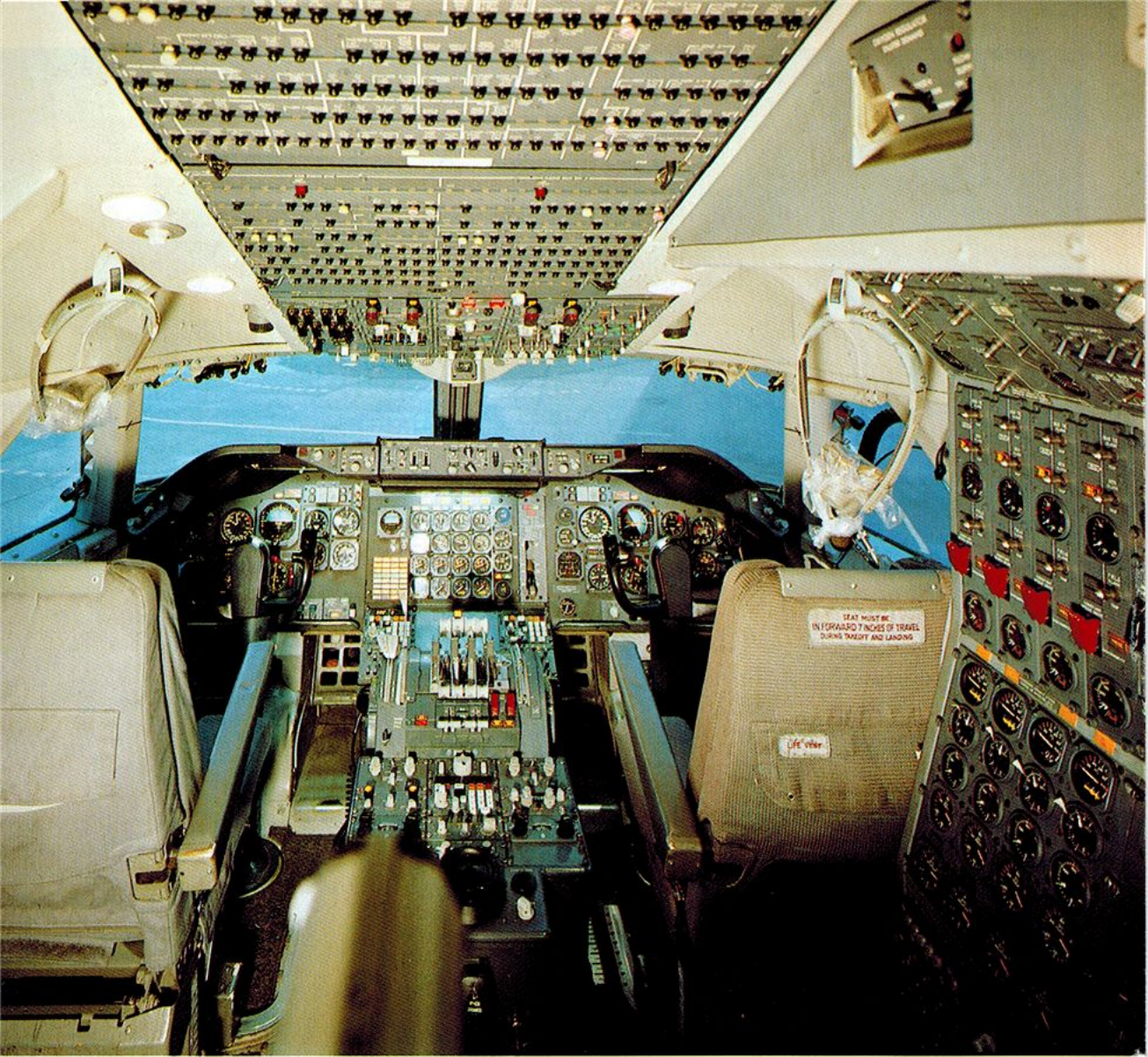
—— は定格電圧50〔V〕をあらわす

- K ⇒ 許容差±10〔%〕
- Z ⇒ 許容差+80〜−20〔%〕

抵　抗

100〔Ω〕

- J ⇒ 許容差±5〔%〕
- K ⇒ 許容差±10〔%〕

新幹線変電所集中制御装置

新幹線列車に電力を供給するための変電所を，トランジスタ・集積回路(IC)を主体とした変電所集中遠方監視制御装置で，制御しているようすを示したものである。

大形旅客機の操縦室（コックピット）

飛行に必要なすべての情報を操縦士（パイロット）に与え，また，操作を指示する計器が配列されている。

昭和57年３月31日　文部省検定済　高等学校工業科用

電子技術ⅠB

末松安晴

実教出版株式会社

監　修

東京工業大学長 工学博士	末松安晴

編　修

東京工業大学教授 工学博士	藤井信生
元東京工業大学付属 工業高等学校教諭	石坂陽之助
東京工業大学付属 工業高等学校教諭	井上正也
東京都立小金井 工業高等学校長	岩本　洋
東京都立向島工業 高等学校教頭	内山明治
東京都立足立工業 高等学校教諭	北川宗行
東京都立荒川工業 高等学校教諭	庄司一喜
東京都立港工業 高等学校教諭	藤井　眞
東京都立小石川 工業高等学校教諭	福田　務

協　力

大阪府立茨木工業 高等学校教諭	竹見徳一郎
大阪府立成城工業 高等学校教諭	広野嘉弥
神戸市立御影工業 高等学校教諭	宮崎秀造
兵庫県立兵庫工業 高等学校教諭	安尾忠良

「電子技術ⅠA」内　容

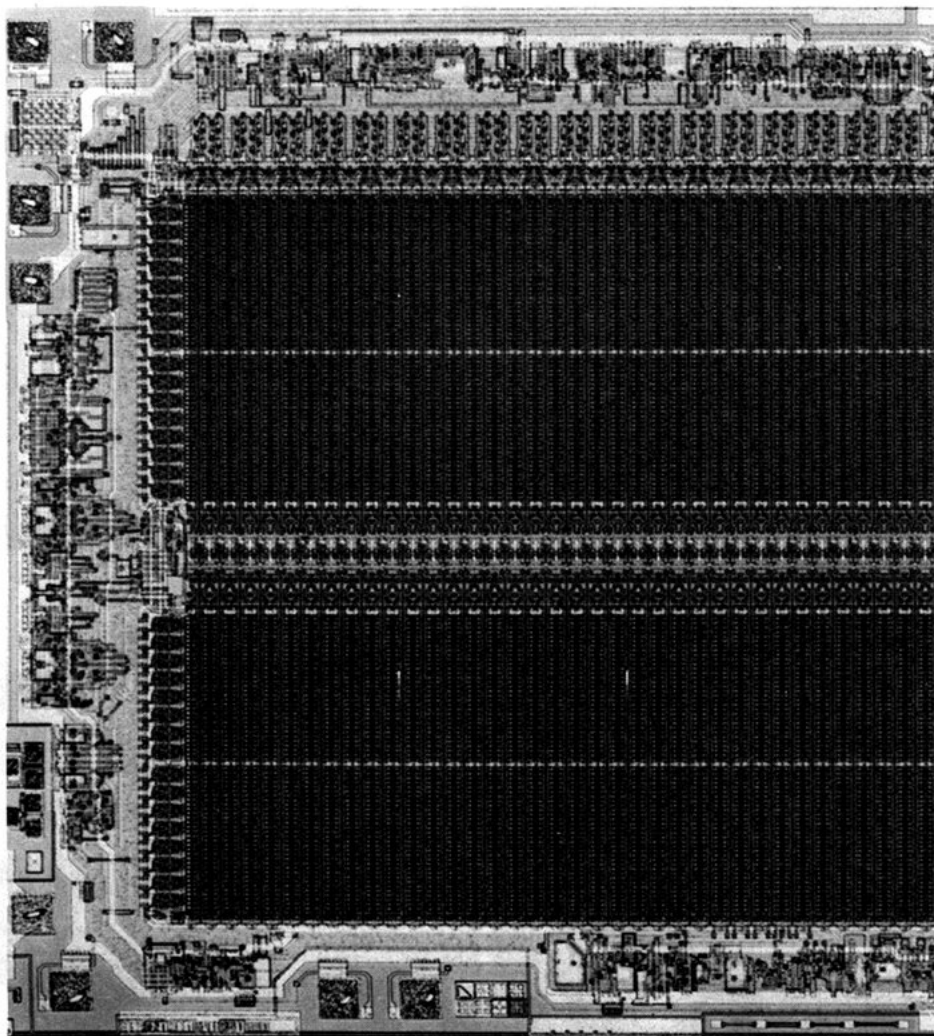
◀ 組立

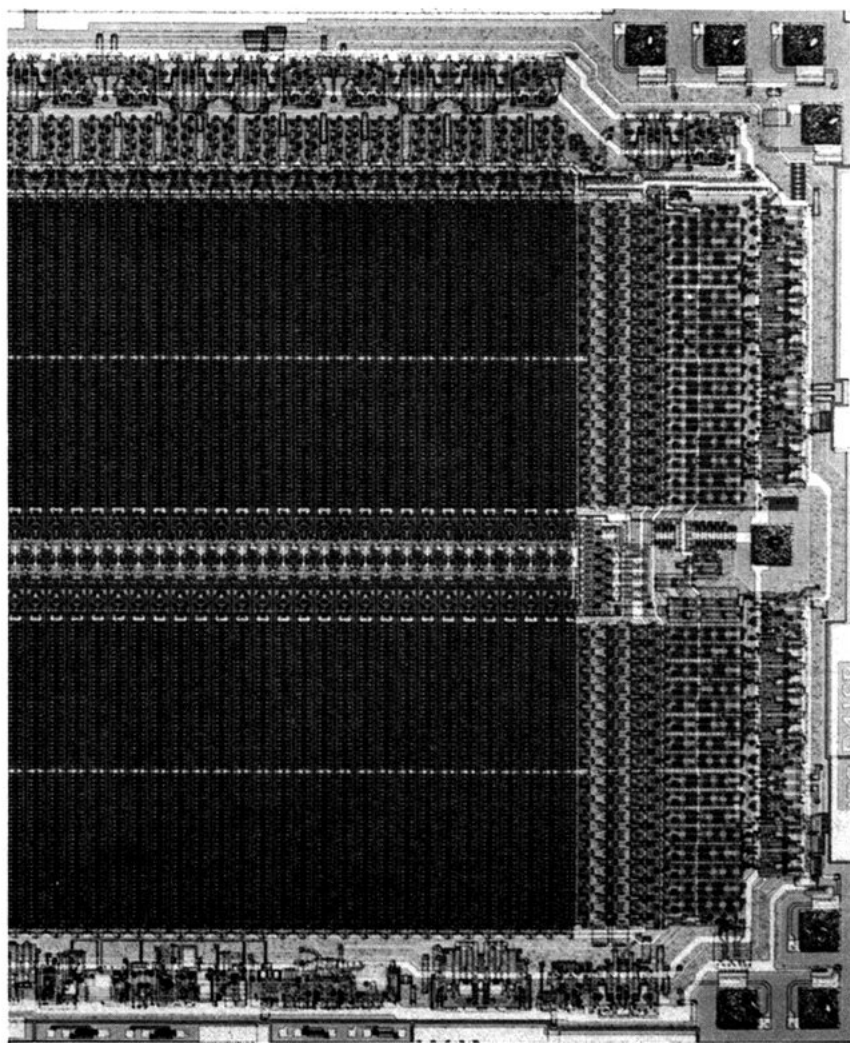
▼ 調整

シンクロスコープの組立・調整

パルス・ディジタル回路

いままでに学んできた増幅回路や発振回路では，入力や出力の信号が，時間とともに連続して変化するアナログ信号であった。この章で学ぶパルス・ディジタル回路では，入力や出力の信号が，「ある」または「ない」という2つの値しかとらないパルスとしてあらわされる。

ここでは，まずパルス・ディジタル回路の基本となるパルスが，

RAMとよばれる大きな記憶容量をもつLSIのチップで，大きさは

半導体素子によってどのようにしてつくられるかについて学ぶ。次に，パルスが回路を通過するとどのように変化するか，さらに，変化したパルスをもとの波形にもどす波形操作などについて学び，最後に，ディジタル論理回路と，実際に使用されているディジタルIC回路およびその応用例について学ぶ。

3.63㎜×6.28㎜である(53ページ参照)。

1. パルスの基礎

パルス・ディジタル回路では，いままで学んできた正弦波交流とは異なり，パルスが利用されている。ここでは，パルスがなぜ利用されるか，どのようにしてこの波形がつくられるかについて学ぶ。

1. ディジタル信号とアナログ信号

いままで学んできた時間とともに連続して変化するアナログ信号と，科目「電気基礎」で学んだ「ある」または「ない」という2つの値しかとらないパルスのようなディジタル信号とを比べてみよう。

「3」という数値をアナログ信号で送る場合と，ディジタル信号で送る場合について考える。

図 5-1 (a)のように，「3」という数値を直流電圧3〔V〕のアナ

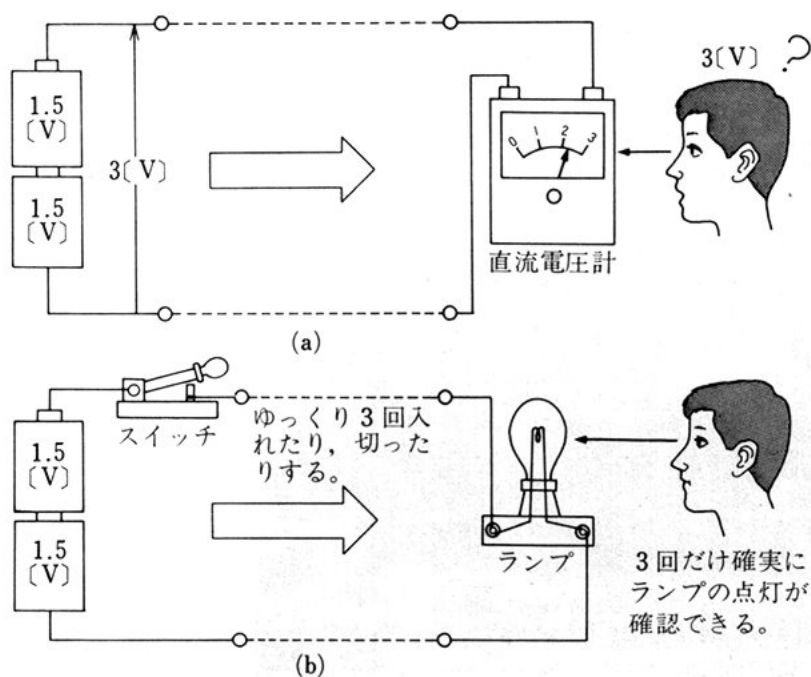



図 5-1 ディジタル信号とアナログ信号

ログ信号として送る。その信号は，送る途中で減衰するため，出力側で直流電圧計によって測定しても，3〔V〕にならないので，数値「3」を正確に送ることができない。

一方，この「3」という数値をパルスの数であらわし，これを図(b)に示すように，スイッチをゆっくり3回，オン(ON)・オフ(OFF)したディジタル信号で送る。この信号も送る途中で，図(a)と同じように減衰するが，出力側ではパルスが「ある」か「ない」かだけを判別しているのであるから，3回のパルスとしてランプの点滅が確かめられ，数値「3」をより正確に送ることができる。

次に「3」という数値を電気的に保存（記憶）する方法を考えてみよう。コンデンサをアナログ信号として直流電圧3〔V〕で充電して，数値「3」を保存する方法と，コンデンサをいくつか用意し，その中の3個だけを適当な電圧で充電して，充電コンデンサの数（ディジタル信号）として，数値「3」を保存する方法がある。いずれの場合もコンデンサの電荷は少しずつ放電して，その端子電圧は変化してしまうが，後者の場合は，コンデンサの電荷が「ある」か「ない」かだけを検出できればよいため，「3」という数値を正確に保存できる。

これらの例から分かるように，アナログ信号は信号の大きさに意味があり，その大きさが変化するともとの信号のもつ意味が分らなくなる。しかし，ディジタル信号では，信号が「ある」か「ない」かだけが判別できればよく，その大きさや波形は多少変化してもよい。また，アナログ信号は，その波形が変化してしまうと，もとの波形をふたたびつくり出すことはひじょうにむずかしいが，ディジタル信号は，波形が変化しても容易にもとの波形と同じ波形に再生できる。

このように，ディジタル信号はアナログ信号に比べて，情報を伝

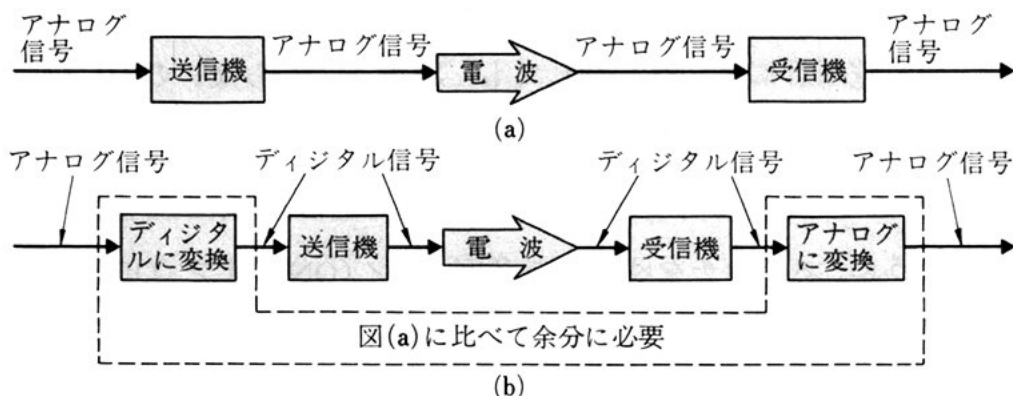



図 5-2

えることや記憶などですぐれている。このディジタル信号のすぐれた点は，電子計算機・パルス通信・自動制御などの広い分野に応用されている。最近では，ディジタル IC の発達に伴い，ますます多くの装置がディジタル化されている。しかし，図5-2のように，アナログ信号を送信・受信する場合，ディジタル信号を用いる方法は，装置が複雑になり，設備費も高くなるため，アナログ信号のままで送るほうが有利であるような場合もある。

2. パ　ル　ス

ディジタル信号をつくるための基本である，パルスについて調べてみよう。

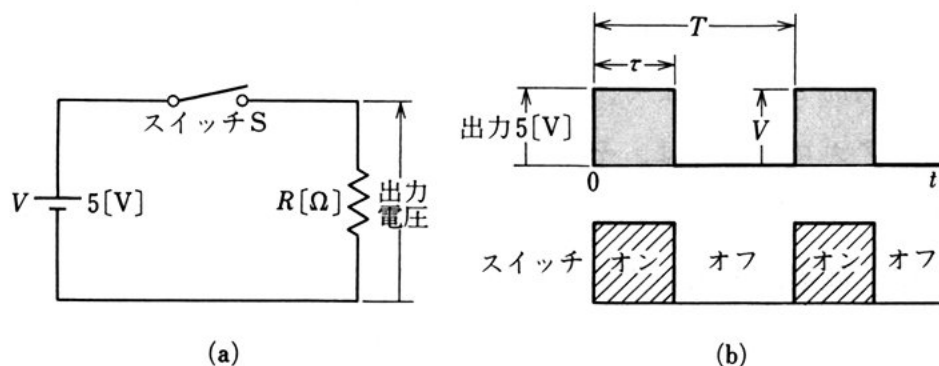



図 5-3　パ　ル　ス

図5-3(a)において，スイッチSをオンにし，一定時間後オフにし，ふたたびオンにする。このようにスイッチの操作を一定周期 T で繰り返すと，抵抗 R の出力電圧の波形は，図(b)のようになる。これを**方形波パルス**(または単に**パルス** (pulse))という。

このような方形波パルスは，実際の回路ではつくりえないが，理論的に考えるときの基本の波形である。図5-3(b)の方形波パルスは，次のような各種の量によってあらわされる。

τ：パルス幅　　T：繰り返し周期

$f=1/T$：繰り返し周波数　　V：振幅

$D=\tau/T$：衝撃係数

パルスには，方形波パルスのほかに,「電気基礎」で学んだように,のこぎり波・階段波などがある。

問 1. パルス幅が4〔μs〕，繰り返し周期0.4〔ms〕のパルスがある。この波形の繰り返し周波数と衝撃係数はいくらか。

3. 半導体スイッチと機械的スイッチ

図5-3(a)で学んだパルスの発生回路で，スイッチSのかわりに図5-4のように，トランジスタやダイオードをスイッチとして使用することにより，図5-3(b)と同じような方形波パルスが得られる。

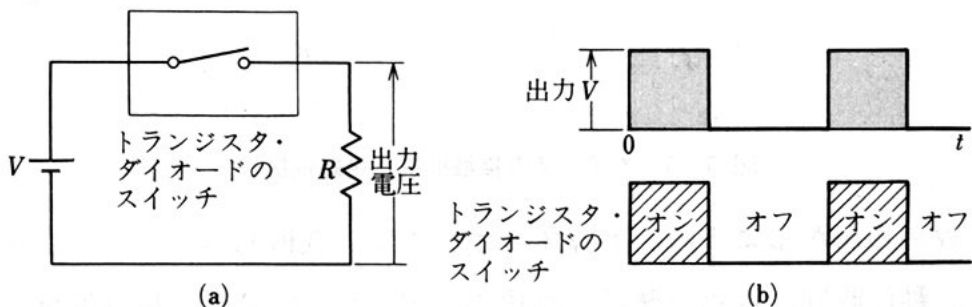



図 5-4　トランジスタ・ダイオードのスイッチ

トランジスタやダイオードをスイッチとして使用することについてはあとで詳しく学ぶ。トランジスタやダイオードの半導体スイッチと，機械的スイッチとを比べると，表5-1のようになる。

表 5-1　半導体スイッチと機械的スイッチの比較

半導体スイッチ	機械的スイッチ
1.　動作時間は 10^{-9}〔s〕で，速い。	1.　動作時間は 10^{-3}〔s〕で，おそい。
2.　接点の摩耗がない。	2.　接点の摩耗がある。
3.　小形化できる。	3.　形は大きい。
4.　接触抵抗は，数オーム～数百オームで，機械的スイッチより大きい。	4.　接触抵抗の値は，一般に 0.01〔Ω〕程度である。
5.　絶縁抵抗は，数キロオーム～数メグオームで，機械的スイッチより小さい。	5.　絶縁抵抗の値は，一般に 50〔MΩ〕程度である。

表5-1で，**接触抵抗**は，図5-5(a)のように，スイッチがオンのときの内部抵抗 $R=V/I$ をいい，R はできるだけ小さいほうがよい。また，**絶縁抵抗**は，図(b)のように，スイッチがオフのときの内部抵抗 $R_0=V_0/I_0$ をいい，R_0 はできるだけ大きいほうがよい。

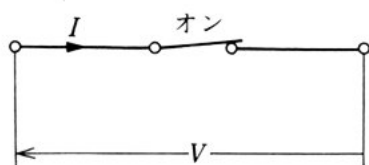
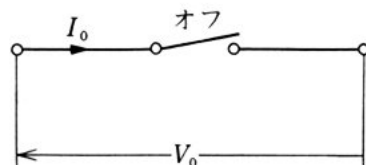



図 5-5　スイッチの接触抵抗と絶縁抵抗

表からわかるように，半導体スイッチは，機械的スイッチに比べて，動作時間，接点の摩耗，形状ではすぐれているが，接触抵抗や絶縁抵抗では劣っている。

2. スイッチ回路

トランジスタやダイオードをスイッチとして使用することによって，方形波パルスをつくることができる。ここでは，トランジスタやダイオードがどのようにしてスイッチ動作するのか，また，スイッチ動作によってつくられるパルス波形について学ぶ。

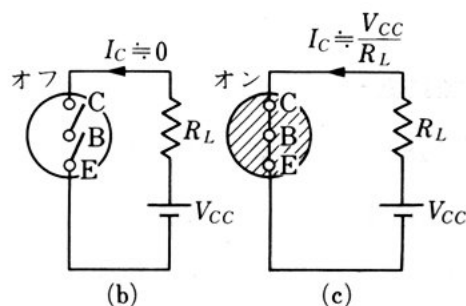
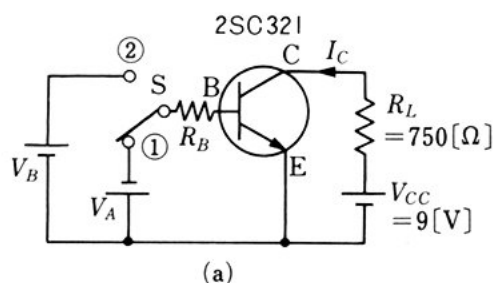
1. トランジスタのスイッチ動作

図5-6(a)でスイッチを①に入れると，ベースに逆方向電圧が加えられるので，ベース電流は0になり，コレクタ電流もほぼ0になる。したがって，このような状態では，トランジスタのコレクタ・エミッタ間は図(b)のように切れていることになる。これを，**トランジスタがオフしている**という。

(a)

(b) (c)

図5-6 トランジスタスイッチ

スイッチを②に入れると，ベースに順方向電圧が加えられるので，ベース電流が流れ，コレクタに大きな電流が流れる。

このような状態では，図(c)のように，トランジスタのコレクタ・エミッタ間は短絡しているようにみえる。この状態を，**トランジスタがオンしている**という。

このようなトランジスタのオン・オフの動作を，図5-7に示す

2SC321　$I_{CBO}=0.25$〔μA〕, $R_L=750$〔Ω〕

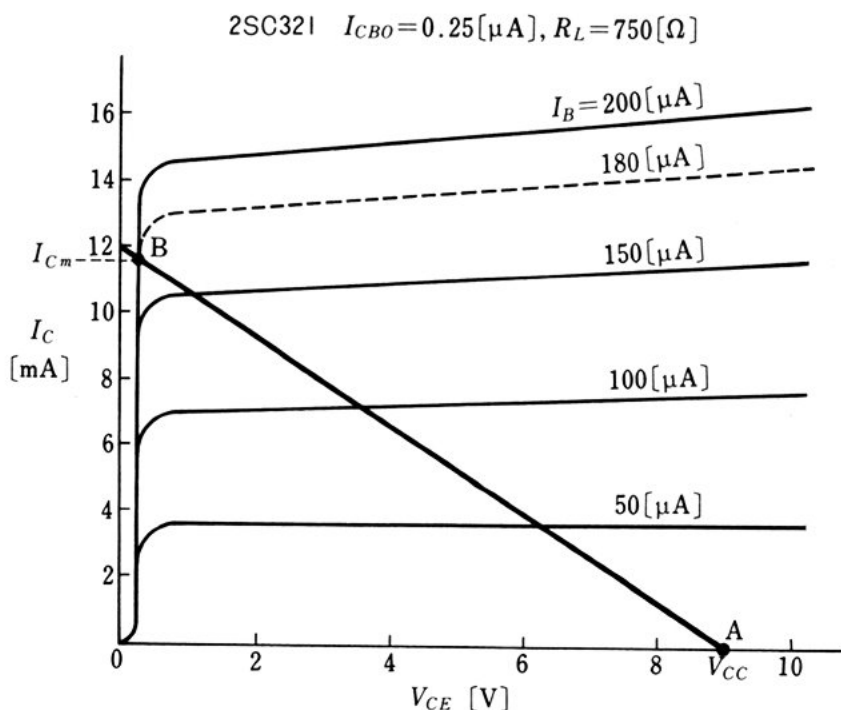



図 5-7　トランジスタの V_{CE}-I_C 特性

トランジスタの V_{CE}-I_C 特性によって調べてみる。

図5-6(a)の回路の負荷線を引くと，図5-7の直線ABとなる。図5-6(a)のスイッチが①のときは動作点がAにあり，コレクタ電流は流れない。これを，"トランジスタがしゃ断している(**しゃ断領域にある**)"という。スイッチが②のとき，ベース電流がB点の電流（180〔μA〕）より多く流れるように V_B, R_B を決めておくと，動作点はBとなり，最大のコレクタ電流 $I_{Cm}\left(\fallingdotseq\dfrac{V_{CC}}{R_L}\right)$ が流れる。これを，"トランジスタが飽和している(**飽和領域にある**)"という。飽和領域では，図5-7からもわかるように，トランジスタのコレクタ電圧 V_{CE} はほぼ0となっている。

トランジスタがしゃ断していると，スイッチはオフの状態となり，飽和しているとオンの状態となる。また，トランジスタを増幅素子として使用するときは，第2章で学んだようにA点とB点の間

（能動領域）で使用する。

＜例題 1＞

図 5-6 (a) のトランジスタスイッチ回路で，トランジスタの特性が図 5-7 のように与えられている。$V_B=2$〔V〕，$V_{BE}=0.6$〔V〕として，トランジスタを飽和させるための R_B の値を求めよ。

解 飽和する点は B 点であるから，このときのベース電流以上の電流をベースに流せばよい。B 点のベース電流 I_B は図から約 180〔μA〕であるから

$$R_B<\frac{V_B-V_{BE}}{I_B}=\frac{2-0.6}{180\times10^{-6}}〔\Omega〕\fallingdotseq 7.8〔\mathrm{k}\Omega〕$$

2. キャリヤ蓄積作用

トランジスタをスイッチとして使用するとき，トランジスタをオンの状態にするには，図 5-8 のようにスイッチ S を ② に入れて，ベースに順方向電圧を加え，飽和領域にする。飽和領域では，エミッタから多数のキャリヤがベース領域に注入され，ベース領域を拡

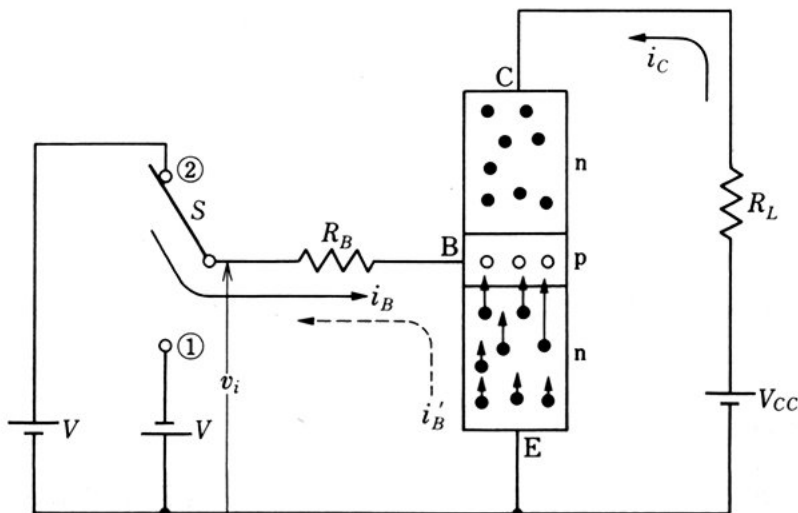



図 5-8 キャリヤ蓄積作用

散していく。

このキャリヤは，コレクタとベースの接合面に達し，コレクタ電流となる。このとき，コレクタ電流は，その最大値 $I_{Cm}\left(=\frac{V_{CC}}{R_L}\right)$ までしか流れない。一方，エミッタから注入されたキャリヤがひじょうに多いので，キャリヤはベース領域内にたまってしまう。これを**キャリヤ蓄積作用**という。

次に，トランジスタをオフの状態にするには，スイッチを①に入れて，ベースに逆方向電圧を加える。このとき，ベース領域内に蓄積されたキャリヤがエミッタによびもどされて，逆方向のベース電流 i_B' が流れる。コレクタ電流は，ベース領域に蓄積されているキャリヤがなくなり，$i_B'=0$ となるまで流れ続けるため，トランジスタの入力はすでに逆方向にバイアスされているにもかかわらず，i_C はしばらく流れることになる。したがって，トランジスタをスイッチとして使用する場合，キャリヤ蓄積作用は出力のパルス波形に影響をおよぼすことになる。

問 2. 図5-8で，スイッチを②から①へ切り換えたとき，ベースに逆方向の電流 i_B' が流れる理由は何か。

3. トランジスタスイッチの波形

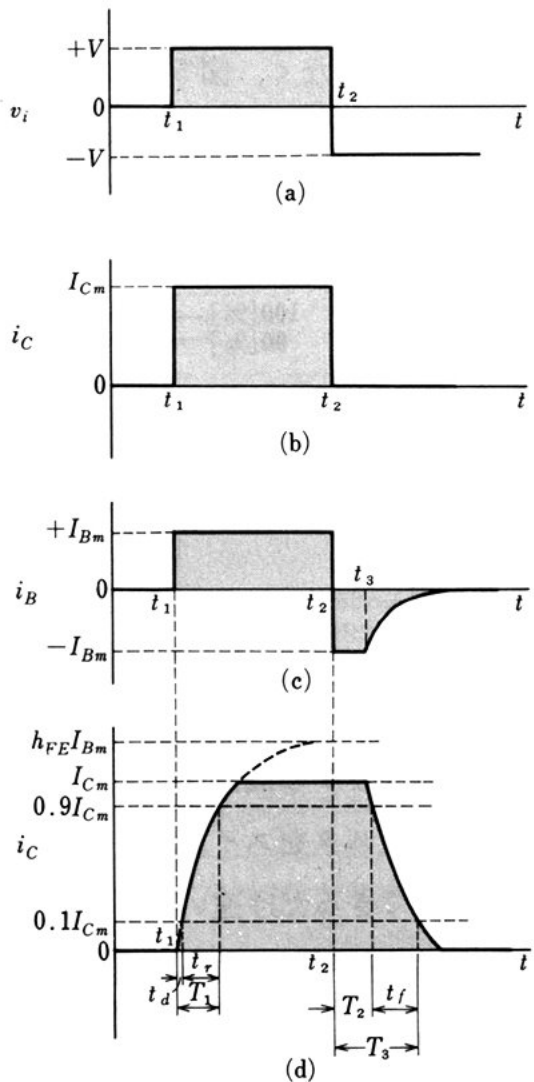
トランジスタをスイッチとして動作させるために，図5-9(a)のような入力電圧 v_i を図5-8に加えたとき，理想的にはコレクタ電流 i_C が図5-9(b)のような方形波になってほしい。しかし実際の回路では，トランジスタのベース電流 i_B とコレクタ電流 i_C は，それぞれ図(c)，図(d)のような波形となる。

エミッタから注入されたキャリヤは，ベースを拡散によって通過するので時間がかかる。そのため，ベースに電圧を加えてもコレク

タ電流が流れるまでに時間がかかる。ベースに電圧を加えた時刻からコレクタ電流が最大値の10〔%〕になるまでの時間 t_d を**遅れ時間**といい，コレクタ電流が最大値の90〔%〕に達するまでの時間 T_1 を**ターンオン時間**という。また，コレクタ電流の最大値の10〔%〕から90〔%〕に達するまでの時間 t_r を**立上り時間**という。

ベースの入力電圧を時刻 t_2 で逆方向にした場合，ベース領域に蓄積されていたキャリヤがベースから流れ出るため，ベース電流は図(c)のように逆方向に流れる。このとき，時刻 t_3 までコレクタ電流は最大値を保って流れ続ける。コレクタ電流が最大値から90〔%〕に減少するまでの t_2 からの時間 T_2 を**蓄積時間**という。

図 5-9 トランジスタスイッチの各部の波形

ベース領域に蓄積されたキャリヤは，ベースやコレクタから引き出されてやがて減少していく。このときコレクタ電流も減少し，やがて $i_C=0$ となる。t_2 からコレクタ電流が最大値の10〔%〕に減少するまでの時間 T_3 を**ターンオフ時間**という。また，コレクタ電流の最大値の90〔%〕から10〔%〕まで減少する時間 t_f を**立下り時間**という。

これらのことからわかるように，実際のパルスの波形は，きれいな方形波ではなく，図5－10のようになる。この場合，パルス幅 τ は，最大値の50〔%〕の大きさの幅であらわす。

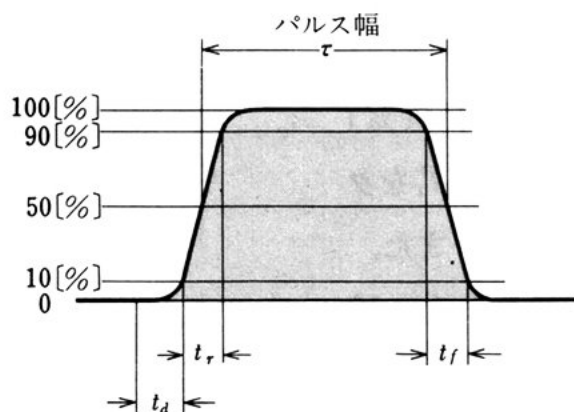



図 5－10　実際のパルス波形

4.　スイッチの高速化

トランジスタをスイッチとして使用するときは，オン・オフの切り換えができるだけ速いほうがよい。しかし，トランジスタにはキャリヤ蓄積作用や，ベース領域のキャリヤの拡散による時間的な遅れがあるので，オン・オフの切り換えの速さが制限される。

コレクタ電流 i_C の立上りを速くするには，i_B を大きくし，h_{fe} のしゃ断周波数の高いトランジスタを使用する。また，i_C の立下りを速くするには，逆方向のベース電流を大きくし，h_{fe} のしゃ断周波数の高いトランジスタを使用することが必要である。

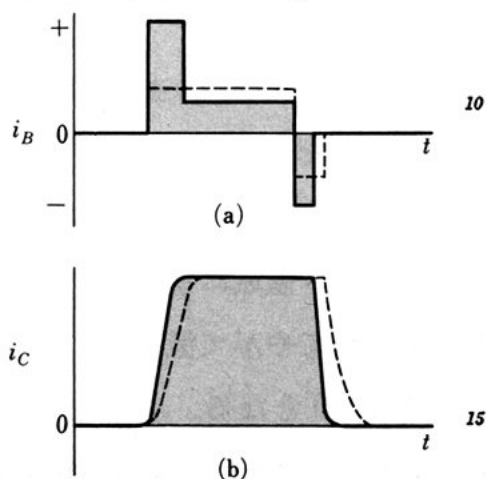



図 5－11　コレクタ電流の立上り・立下り部分の改善

(1) スピードアップコンデンサ

トランジスタのスイッチ特性をよくするために，図 5-11 (a) の破線のベース電流 i_B を，実線のように立上りと立下り部分で大きくなるようにすると，コレクタ電流 i_C の波形は図 (b) の破線から実線のように改善される。このようにベース電流の立上りと立下りの部分で，ベース電流が大きくなるようにした回路が図 5-12 (a) である。

図 5-12 (a) は，トランジスタのスイッチ特性をよくするため，ベースに直列に抵抗 R_1 とコンデンサ C の並列回路を接続したものである。C を **スピードアップコンデンサ** といい，入力電圧 v_i が急激な変化をする t_1 では (図 (b))，コンデンサに充電電流が流れ，ベース電

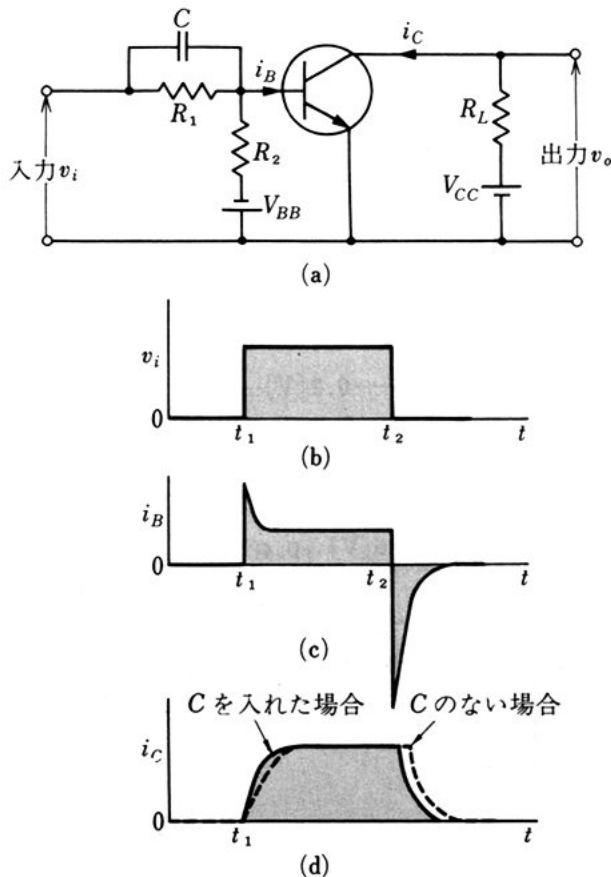



図 5-12 スピードアップコンデンサによる波形の改善

流 i_B は図(c)のように大きくなる。充電が終了すると定常状態になり，ベース電流は一定値となる。入力電圧 v_i が0に変化する t_2 では，コンデンサの電荷が放電して，ベースに逆方向電流を流すとともに，バイアス電圧 V_{BB} によって，さらに逆方向電流を大きくして，ベースには図(c)のような大きな電流が流れる。

このようにすることによって，コレクタ電流の立上りと立下りの部分で，ベース電流が大きくなり，コンデンサのない場合に比べて，パルスの立上り・立下りの特性をよくすることができる(図(d))。

問 3. スピードアップコンデンサのはたらきについて述べよ。

(2) トランジスタの不飽和スイッチ回路

いままでは，トランジスタをスイッチとして使用するときは，飽和領域としゃ断領域で使用してきたが，スイッチ回路では，飽和領域でのキャリヤ蓄積作用による蓄積時間が問題になることがある。トランジスタを飽和領域ではなく，能動領域で使用すれば蓄積時間

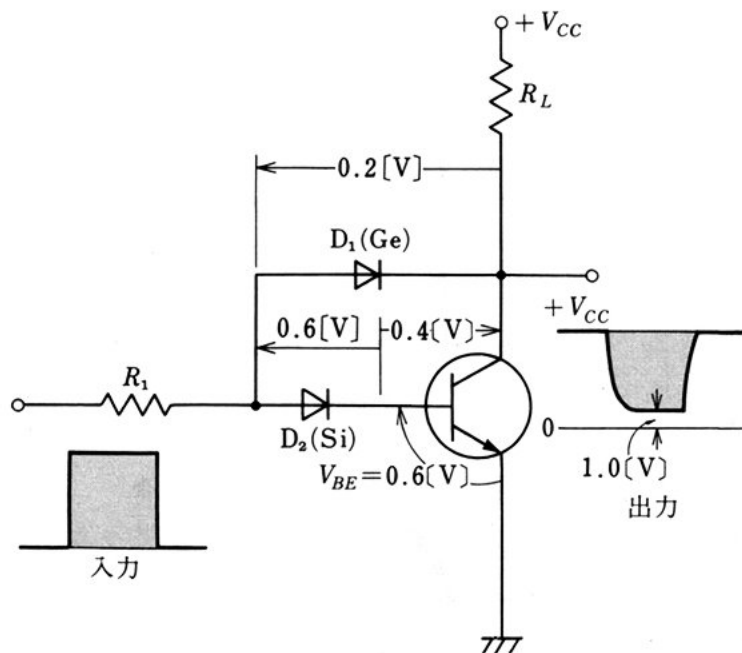



図 5-13　不飽和スイッチ回路

が少なくなる。

図5-13は，能動領域でトランジスタをはたらかせている回路(**不飽和スイッチ回路**)の例である。D_1 にゲルマニウムダイオードを，D_2 にシリコンダイオードを使用する。入力電圧が加わり，ダイオード D_1, D_2 ともに順方向に電流が流れる(このとき，トランジスタはオンになる)と，順方向電圧降下が，D_1 は0.2〔V〕，D_2 は0.6〔V〕なので，コレクタ電圧はベース電圧より0.4〔V〕高くなる。

トランジスタの V_{BE} は，シリコントランジスタでは0.6〔V〕であるから，コレクタ電圧は1.0〔V〕となり，トランジスタは能動領域にあることがわかる。ゲルマニウムトランジスタの場合は，$V_{BE}=0.2$〔V〕であるから，コレクタ電圧は0.6〔V〕となる。

5. ダイオードのスイッチ動作

ダイオードに図5-14(a)のような方向(順方向)に電圧を加えると，大きな電流が流れてオンの状態になる。図(b)のような方向(逆方向)に電圧を加えると電流はほとんど流れないので，ダイオードはオフの状態になる。これらのことから，ダイオードもトランジスタと同じように，加える電圧の方向によってオン・オフするので，

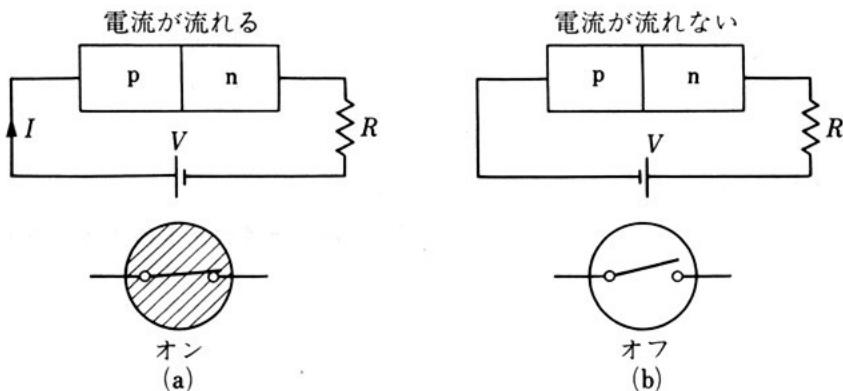



図5-14 ダイオードのスイッチ動作

スイッチとして用いることができる。

図5-15(a)のように，スイッチを②に入れてダイオードに順方向電圧を加えると，すでに学んだように，p形領域にある正孔とn形領域にある電子は移動して接合部をこえて，互いに他の領域にはいり，順方向電流が流れる。

p形領域からn形領域へ，またn形領域からp形領域へ移動したキャリヤは，すぐには消滅しないで，わずかな時間その領域に残っている。このとき，スイッチを①に入れてダイオードに逆方向電圧を加えると，この残っていたキャリヤがよびもどされるため，図(c)のように，逆方向に電流が流れる。逆方向電流がその最大値の10〔%〕の大きさになるまでの時間 t_s を，**回復時間**という。スイッチ用のダイオードとしては，逆方向電流が小さく，回復時間 t_s の小さいものがよい。

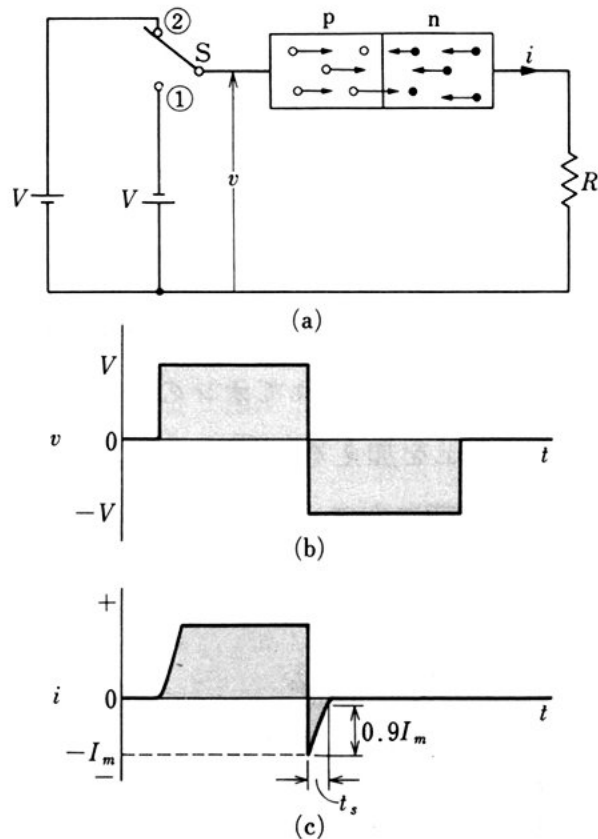



図 5-15　ダイオードのスイッチ波形

3. パルスの応答

パルスは，スイッチのオン・オフによってつくられる。このスイッチのかわりに，トランジスタやダイオードをオン・オフさせてもパルスがつくられることがわかった。

5 ここでは，このパルスが，抵抗とコンデンサでつくられた回路（CR 回路）を通過すると，どのような波形に変化するかを調べる。これは，あとで学ぶマルチバイブレータ・波形操作回路を理解するうえでたいせつなことである。

1. 時定数の小さい CR 回路の応答

10 図 5 - 16 (a) のような CR 回路に，図 (b) のような方形波パルスを加えると，電流 i, R と C の端子電圧 v_R, v_C にどのような波形のパルスが得られるかを調べる。

図 (a) でスイッチを ① から ② に急に $t=0$ で切り換えて, $t=0$ の瞬間に 0 から V の値に変化する電圧を加えると，コンデンサ C を

15 充電するために充電電流 i が流れる。この充電電流 i は，「電気基礎」で学んだように，指数関数的に変化し，次式で示される。

$$i=\frac{V}{R}\varepsilon^{-\frac{t}{CR}}=\frac{V}{R}\varepsilon^{-\frac{t}{T}}$$

ただし，$T=CR$

たとえば，$V=10$〔V〕, $R=50$〔kΩ〕, $C=100$〔pF〕のときの充

20 電電流 i の波形を描くと，21 ページの図 5 - 17 となる。

このiの波形の広がりは，Tの大きさによって変化し，Tが小さければ狭く，Tが大きければ広くなる。

(a)

CR回路の時定数T($T=CR$)の値が，入力の方形波パルスの幅τよりじゅうぶん小さい，$\tau \gg CR$の場合について考える。

図 5-16　**CR 回路とその波形**（$\tau \gg CR$）

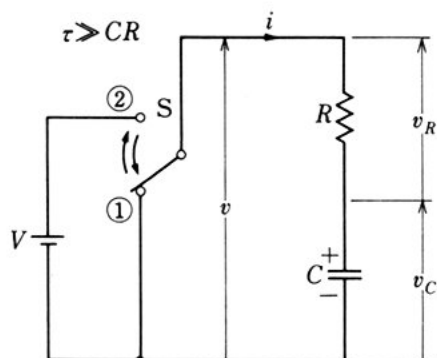
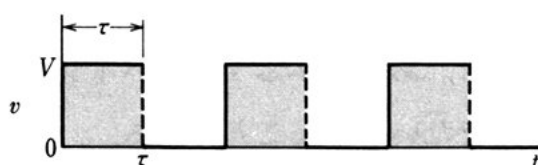
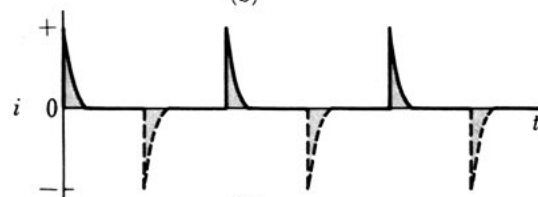
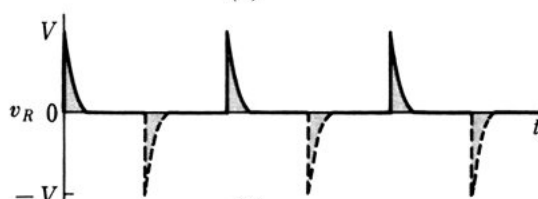
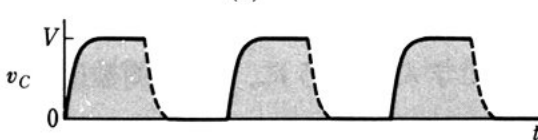
充電電流iの波形は，Tが小さいため，Cの充電が短時間で終了するので図5-16(c)のようになる。

v_Rはiに比例するので，次式で示される。

$$v_R = Ri = R\frac{V}{R}\varepsilon^{-\frac{t}{T}} = V\varepsilon^{-\frac{t}{T}} \qquad (5-1)$$

したがって，v_Rの波形は，iと同じように変化するので図(d)となる。

v_Cは，Cが充電していく過程を示し，$v_C = V - v_R$となるので，次式で示され，その波形は図(e)となる。

$$v_C = V - v_R = V - V\varepsilon^{-\frac{t}{T}} = V(1-\varepsilon^{-\frac{t}{T}}) \qquad (5-2)$$

次に，スイッチを②から①に $t=\tau$ で急に切り換えると，$t=\tau$ のとき，v の値は V から0になる。回路の電圧は0になるが，C には，電荷が充電されているので，これが放電する。時定数が小さいので，短時間に放電は完了する。放電電流 i の方向は，充電のときの逆になるので，図(c)の破線部分のような波形になる。v_R は i に比例するので，i と同じような波形となる（図(d)）。v_C の波形は，図(e)の破線で示された波形になる。

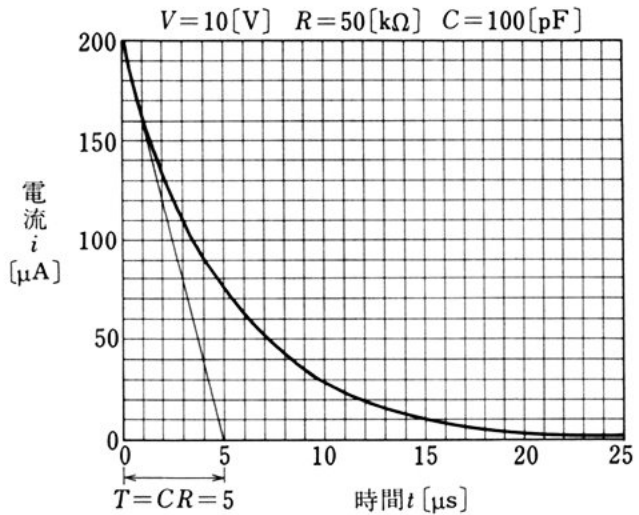



図 5-17　*CR* 回路の充電電流の波形

時定数 *CR* がひじょうに小さい場合は，v_R の波形は入力電圧 v を時間で微分した波形にほぼ似てくるので，v_R を出力とする回路を，**微分回路**とよぶ。

2.　時定数の大きい *CR* 回路の応答

次に，*CR* 回路の時定数の値を，入力の方形波パルスの幅 τ よりひじょうに大きくしたとき，すなわち，$\tau \ll CR$ のときについて調べる。

図5-18(a)で，v の電圧が実線部分のように0から V に変化すると，C を充電するために充電電流 i が流れるが，時定数が大きいので，充電はゆっくりと行われる。このため電流 i は図(b)のようにゆっくりと変化し，C の端子電圧 v_C もゆっくりと上昇する。

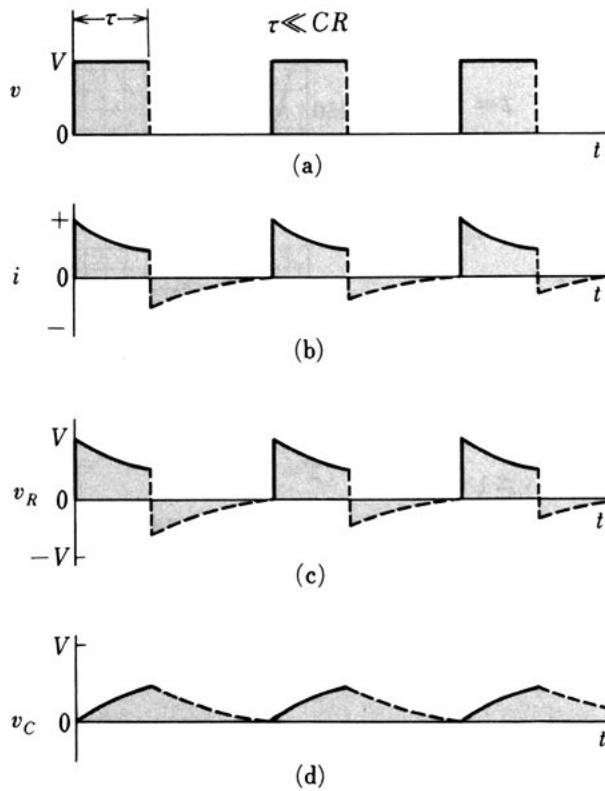



図 5-18　*CR* 回路の波形（$\tau \ll CR$）

このため v_R, v_C の波形は，図(c)，図(d)の実線部分のようになる。

電圧 v を V から0にすると，C には電荷が残っているので，これが放電し，逆方向に電流が流れる。時定数が大きいので，この放電はゆっくりと行われる。そのため，v_R, v_C の波形は，図(c)，図(d)の破線部分のような波形になる。v_C の波形は，入力電圧 v を時間で積分した波形にほぼ似てくるので，v_C を出力とする回路を，**積分回路**とよぶ。

4. マルチバイブレータ

ここでは，パルスの基本形である方形波パルスを発生させるマルチバイブレータについて学ぶ。

1. マルチバイブレータの分類

マルチバイブレータは，図5-19のように，増幅回路と結合回路で構成され，正帰還をかけた発振回路の一種である。

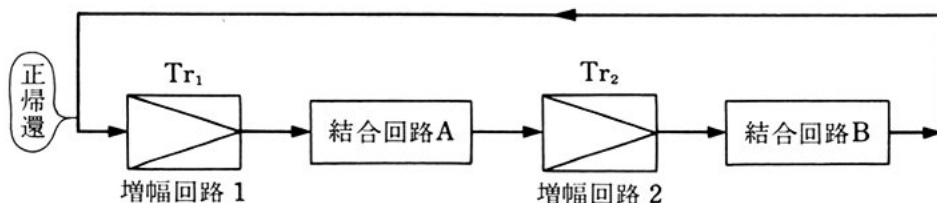



図 5-19 マルチバイブレータの構成

マルチバイブレータは，この結合回路 A と結合回路 B が，何によって構成されるかによって次の3つに分類される。

① 非安定マルチバイブレータ　　結合回路 A, B ともに抵抗とコンデンサで構成

② 双安定マルチバイブレータ　　結合回路 A, B ともに抵抗で構成

③ 単安定マルチバイブレータ　　結合回路 A はコンデンサで，結合回路 B は抵抗で構成

2. 非安定マルチバイブレータ

パルス発生回路として最も多く使用されており，この回路の原理図を図5-20に示す。

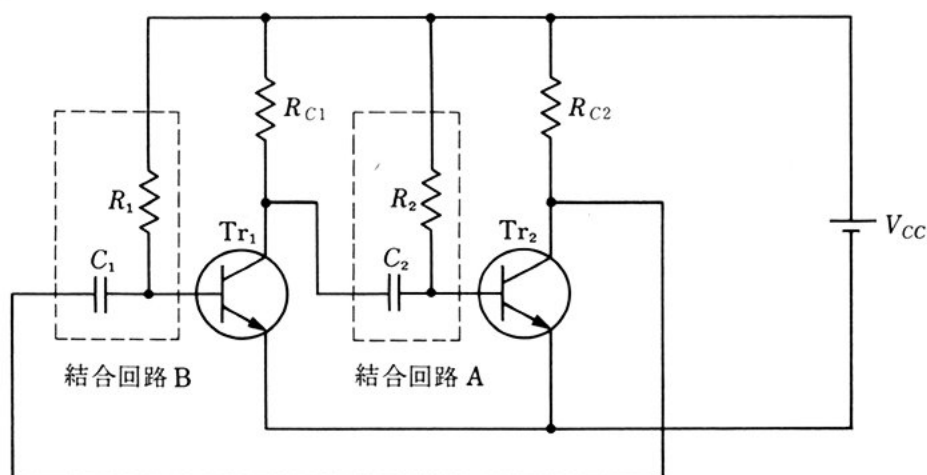



図 5-20　非安定マルチブレータ

図からわかるように，トランジスタ Tr_1 と Tr_2 を結合回路 A で *CR* 結合し，Tr_2 の出力を結合回路 B で *CR* 結合し，Tr_1 の入力に正帰還して，発振回路を構成している。

いま，図5-20の Tr_1 をスイッチ S_1 に置き換え，Tr_2 から Tr_1 にもどしている結合回路 B (C_1 と R_1) を取り去った回路が図5-21である。

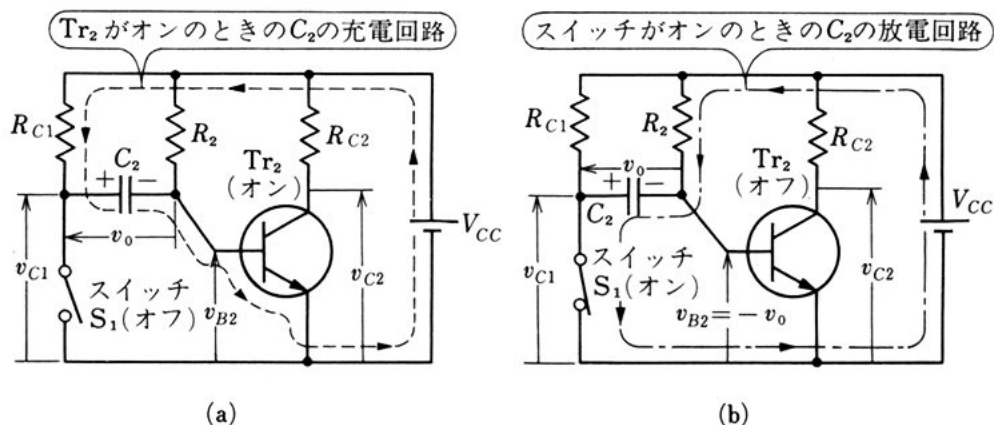



図 5-21

図(a)のように，スイッチ S_1 がオフのときは Tr_2 のベースには R_2 を通して正の電圧が加わり，Tr_2 はオンになる。このとき，図(a)

の破線のような電流によってコンデンサ C_2 は充電される。

次にスイッチ S_1 をオンにすると，Tr_2 のベースには，コンデンサ C_2 に充電された電圧（v_0）が，負の電圧として加わるので，Tr_2 はオフになる。このとき図(b)の鎖線のような方向で，コンデンサ C_2 の充電電荷は放電し，やがて Tr_2 のベースの電圧は負から正へ変化し，Tr_2 はふたたびオンになる。このときスイッチ S_1 をオフにすると，ふたたび図 5－21 (a)の破線のように電流が流れ，コンデンサ C_2 が充電されてもとの状態にもどる。これを繰り返すと，図 5－22 に示すような波形が得られる。

図 5－22 から，Tr_2 がオンの状態のとき，スイッチ S_1 をオンにすると，Tr_2 は必ずオフになり，コンデンサ C_2 の放電が終了すると自動的にオンにもどることがわかる。

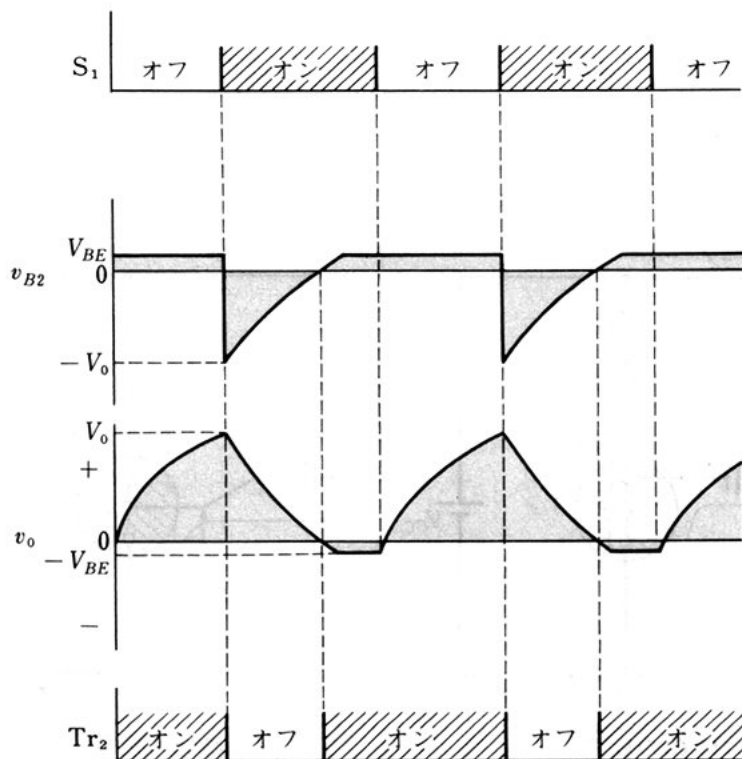



図 5－22

逆に Tr_2 をスイッチにおきかえ，結合回路 A（C_2 と R_2）を取り除いて，Tr_1 と結合回路 B でつくった回路でも，Tr_1 がオンの状態のとき，スイッチをオンにすると，Tr_1 は必ずオフになる。C_1 の放電が終了すると，Tr_1 は自動的にオンにもどる。

図 5－20 の非安定マルチバイブレータは，図 5－21 のスイッチのオン・オフをトランジスタと結合回路で自動的に行うようにしたものである。

この動作を図 5－23 (a) について考えてみよう。

(b) C_1の放電　　(c) C_2の充電

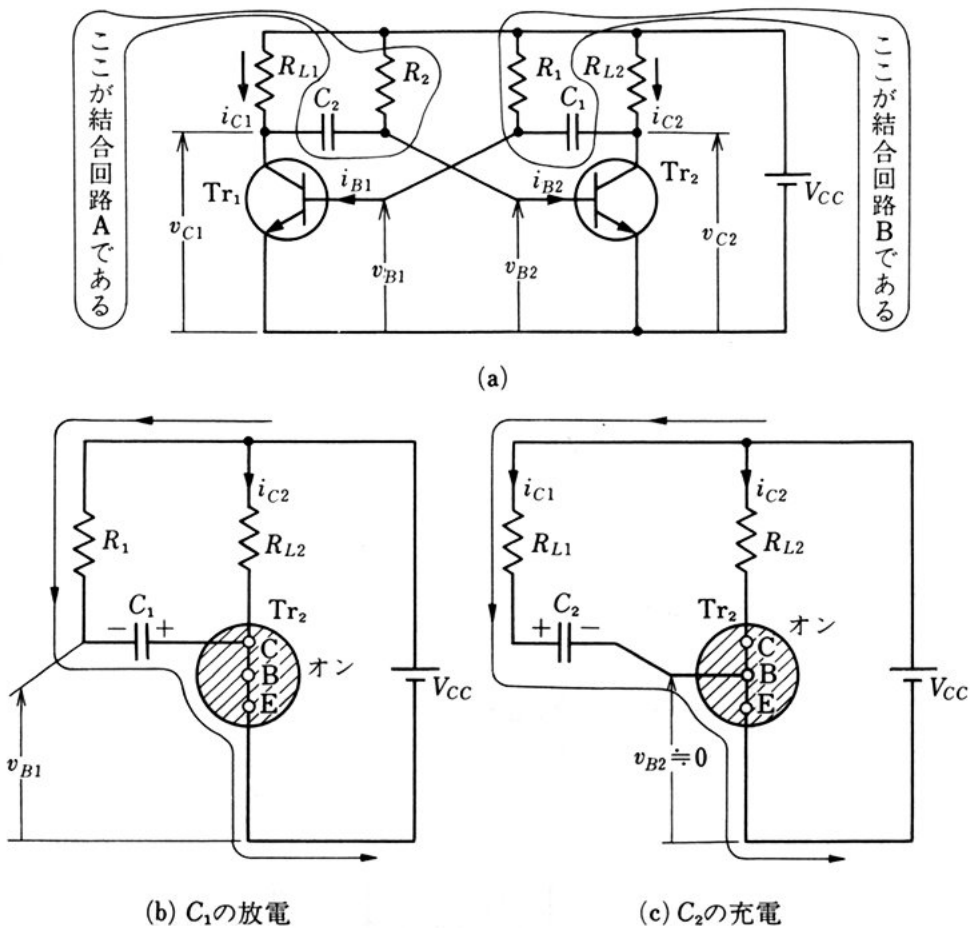



図 5－23　非安定マルチバイブレータ

5

図(a)は，図5-20の回路を，左右対称な形に書き直したものである。

時刻 t_1 と t_2 の間では，Tr_2 がオンなので，図(b)からわかるように，コンデンサ C_1 の電荷は，図のような回路で放電し，v_{B1} は時定数 C_1R_1 によって上昇する。このとき，コンデンサ C_2 は図(c)のような回路で充電をはじめる。

コンデンサ C_1 の放電が完了し，次に C_1 に充電がはじまると，Tr_1 のベース電圧 v_{B1} が正に近づく。すると，

① Tr_1 のベース電流 i_{B1} が増加

② Tr_1 のコレクタ電流 i_{C1} が増加

③ Tr_1 のコレクタ電圧 v_{C1} が低下

④ C_2 を通して Tr_2 のベース電圧 v_{B2} が低下

⑤ Tr_2 のベース電流 i_{B2} が減少

⑥ Tr_2 のコレクタ電流 i_{C2} が減少

⑦ Tr_2 のコレクタ電圧 v_{C2} が上昇

⑧ C_1 を通して Tr_1 のベース電圧 v_{B1} が上昇

⑨ Tr_1 のベース電流 i_{B1} が増加

のような変化が急速に繰り返されるので，Tr_1 はオンになる。このとき，C_2 の充電電圧が Tr_2 のベースに負の電圧として加えられるので，Tr_2 はオフになる。

Tr_1 がオンになる時刻 t_2 と t_3 の間では，上の①～⑨の変化が同じように C_2 の放電，C_1 の充電によって行われるので，t_3 の時刻でふたたび Tr_2 がオン，Tr_1 がオフになる。

以上の動作をまとめると，図5-24のようになり，繰り返し周期 T で自動的に動作が繰り返される。

Tr_1，Tr_2 のベース電圧 v_{B1}，v_{B2}，コレクタ電圧 v_{C1}，v_{C2} の波形を

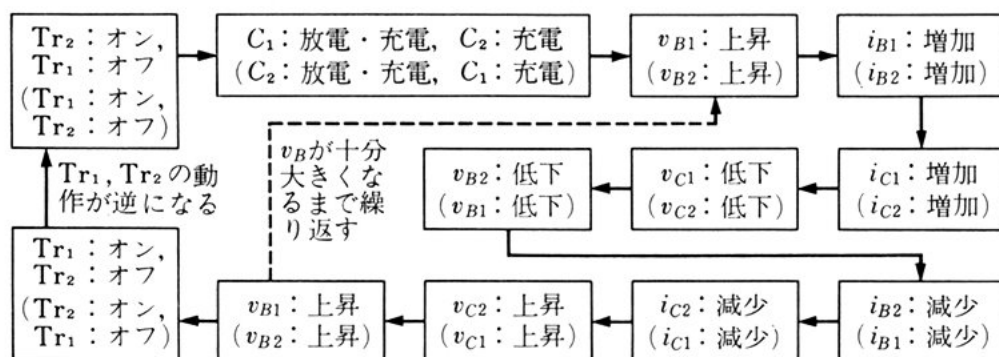



図 5-24　非安定マルチバイブレータの変化（t_1～t_2）
（　　）内は t_2～t_3 の変化を示す。

図5-25に示す。

図5-23(a)で $R_1=R_2$，$C_1=C_2$，$R_{L1}=R_{L2}$ とすると，v_{B1} と v_{B2}，v_{C1} と v_{C2} の波形は，位相が180°異なった同じ形となる。

図5-25の周期 T_1, T_2 は，次の式で求められる。

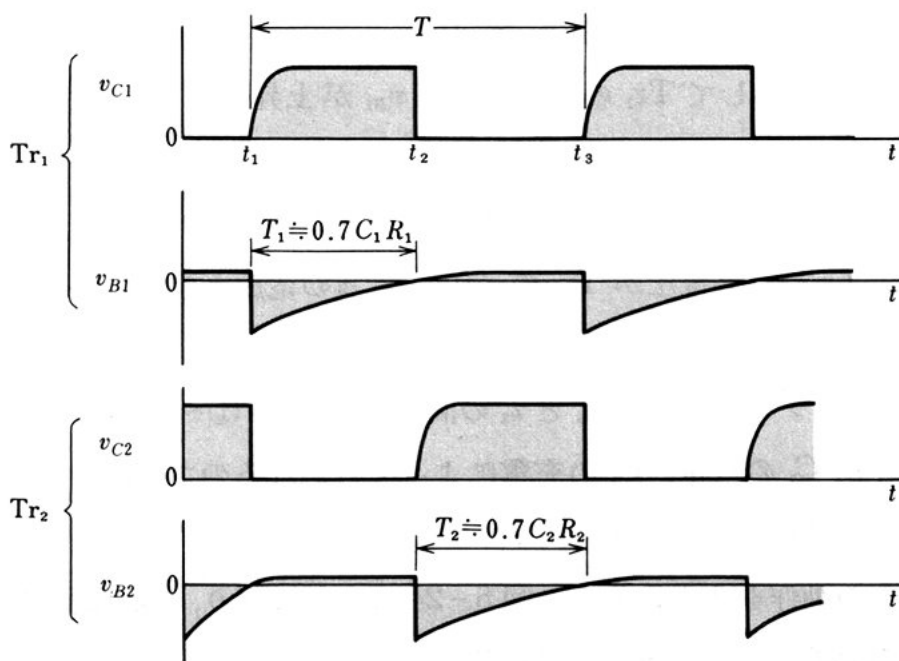



図 5-25　非安定マルチバイブレータの波形

$$\left.\begin{aligned} T_1 &\fallingdotseq 0.7^{①} C_1R_1 \\ T_2 &\fallingdotseq 0.7\,C_2R_2 \end{aligned}\right\} \qquad (5-3)$$

したがって，繰り返し周期 T は，次のようになる。

$$T = T_1 + T_2 \fallingdotseq 0.7(C_1R_1 + C_2R_2)$$

<例題 2>

図 5 - 23 (a) の非安定マルチバイブレータで，$C_1 = 0.01$〔μF〕，$C_2 = 0.02$〔μF〕，$R_1 = R_2 = 100$〔kΩ〕としたとき，出力パルス v_{C1} の繰り返し周期と衝撃係数を求めよ。

解　図 5 - 26 のそれぞれの周期 T_1，T_2 は，式(5 - 3)から，

$T_1 \fallingdotseq 0.7\,C_1R_1$

$= 0.7 \times 0.01 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3$

$= 0.7 \times 10^{-3}$〔s〕$= 0.7$〔ms〕

$T_2 \fallingdotseq 0.7\,C_2R_2$

$= 0.7 \times 0.02 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3$

$= 1.4 \times 10^{-3}$〔s〕$= 1.4$〔ms〕

図 5 - 26

したがって，繰り返し周期 T は

$T = T_1 + T_2 \fallingdotseq (0.7 + 1.4)$〔ms〕$= 2.1$〔ms〕

衝撃係数 D は，次のようになる。

$$D = \frac{T_1}{T} = \frac{0.7 \times 10^{-3}}{2.1 \times 10^{-3}} = \frac{1}{3}$$

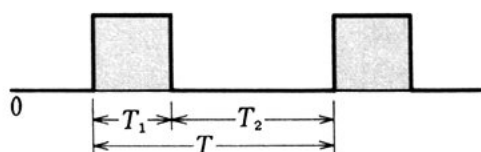



図 5 - 27 は，非安定マルチバイブレータの回路例である。

問 4.　図 5 - 27 の回路で，v_{C1}，v_{C2} の繰り返し周期と衝撃係数を求めよ。

① 定数 0.7 は，図 5 - 23 (b) のコンデンサの電荷が 0 になるまでの時間を計算することによって求められる数値である。

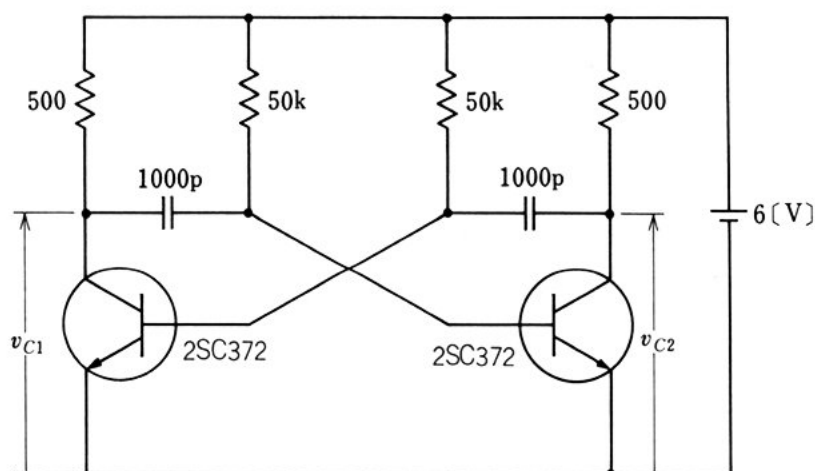



図 5-27　非安定マルチバイブレータの回路例

3．双安定マルチバイブレータ

図5-28は，双安定マルチバイブレータの回路である。

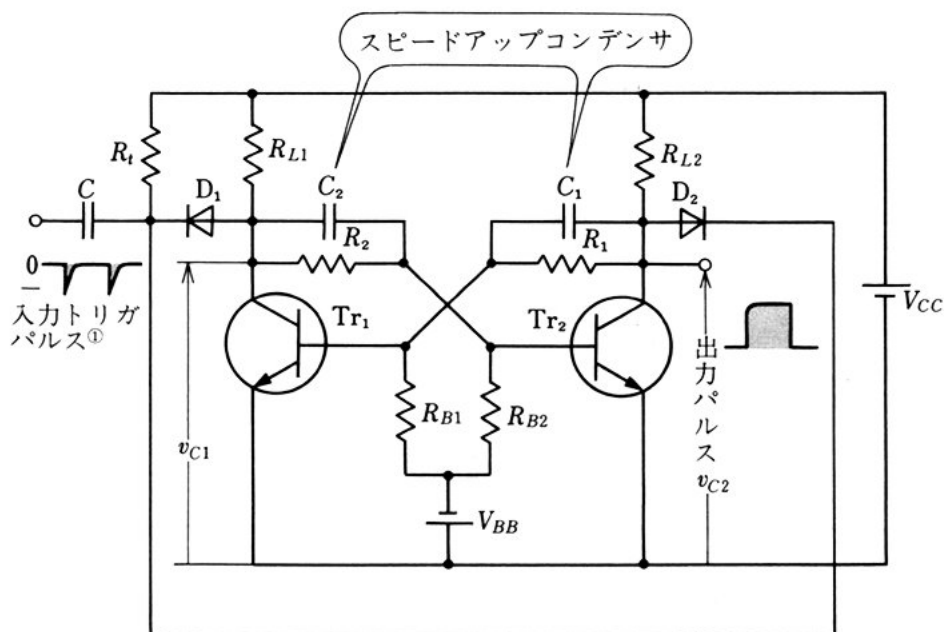



図 5-28　双安定マルチバイブレータ

① Tr_1, Tr_2 の安定状態を変化させるための鋭いパルスを**トリガパルス**といい，微分回路によってつくられる。

図5-28からわかるように，トランジスタTr_1とTr_2は，2つの抵抗R_1とR_2で接続されている。コンデンサC_1, C_2は，スピードアップ用である。ベースには，両方ともに逆方向のバイアス電圧V_{BB}が加えられた左右対称な回路である。いま，トランジスタTr_1がオフとなっているとすると，Tr_1のコレクタ電圧が高いため，Tr_2のベース電圧も高くなりTr_2はオンになる。もしTr_1がオンならば，Tr_2はオフになる。

どちらの状態でも，外部から状態が反転するような信号（トリガパルス）を加えない限り，安定した状態が続く。

いま，図5-29に示すように，Tr_1がオフ，Tr_2がオンのとき，入力に，ある時刻t_1で，図のようなトリガパルスが加えられると，この電圧は，D_1, R_2を通してTr_2のベースに加わる。したがって，Tr_2のベースは，正電位から負電位に下がるので，Tr_2は一瞬にしてオフになる。このためTr_2のコレクタ電圧が高くなり，Tr_1のベース電圧も上昇し，Tr_1はオンになる。この状態は，入力に次のト

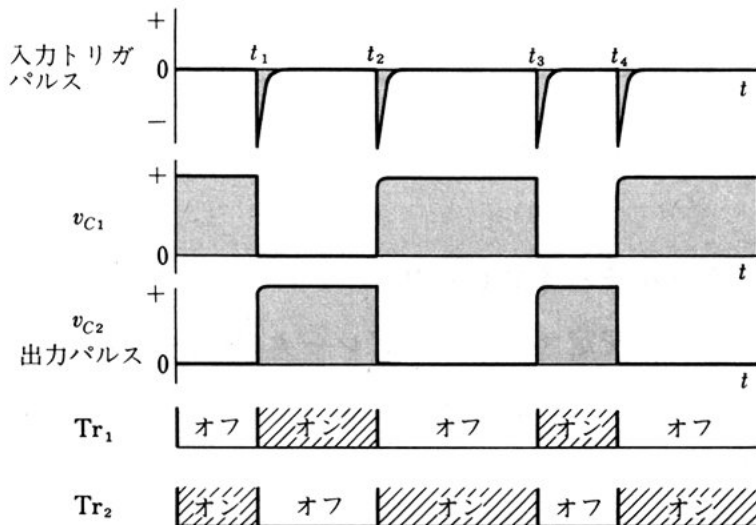



図5-29 双安定マルチバイブレータの波形

リガパルスがはいる t_2 まで続く。

t_2 においては，前に考えたのと同じ理由で Tr_1 はオフ，Tr_2 はオンにかわる。

このように，双安定マルチバイブレータは，入力のトリガパルスによって，トランジスタのオン・オフを逆転する。この回路は**フリップフロップ回路**ともよばれ，電子計算機などの計数回路に使用されている。

図5-30は，双安定マルチバイブレータの回路例である。

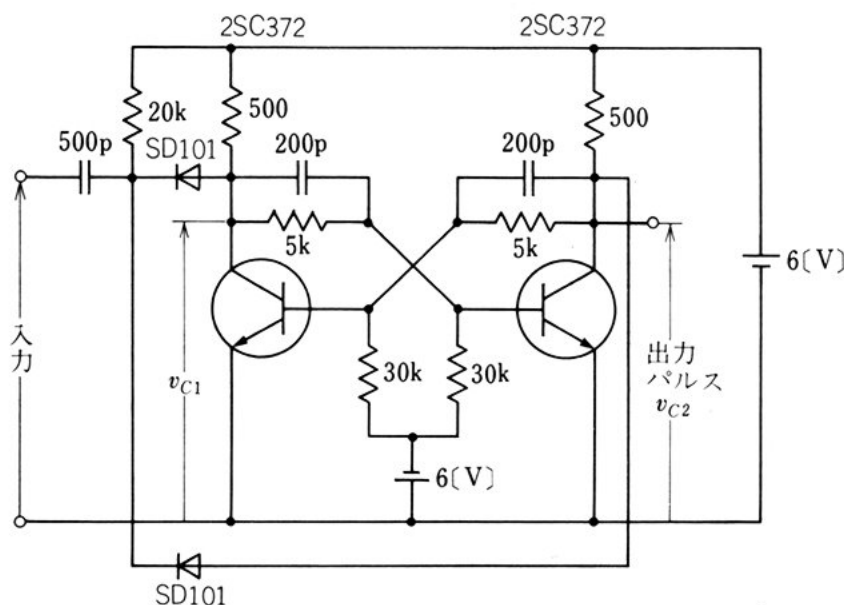



図 5-30 双安定マルチバイブレータの回路例

4. 単安定マルチバイブレータ

図5-31は，単安定マルチバイブレータの回路である。

図からわかるように，トランジスタ Tr_1 のコレクタと Tr_2 のベースの結合はコンデンサ C_2 で，Tr_2 のコレクタと Tr_1 のベースの結合は抵抗 R_1 で行っている。

R_1 と並列のコンデンサ C_1 は，スピードアップ用である。

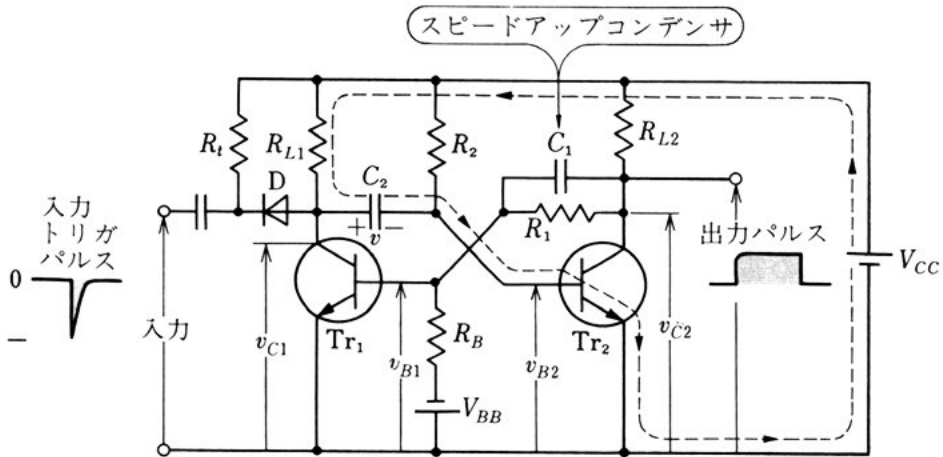



図 5-31　単安定マルチバイブレータ

Tr_1 のベースには逆方向のバイアス電圧 V_{BB} が加わっているので，安定状態では Tr_1 はオフ，Tr_2 はオンになっている。このとき，コンデンサ C_2 は，図の破線で示すような電流で充電されている。

いま，図 5-32 のように，t_1 において図のようなトリガパルスを入力端子に加えると，ダイオード D を通して，Tr_1 のコレクタ電圧 v_{C1} が一瞬下がる。すると，コンデンサの電圧 v が Tr_2 のベース

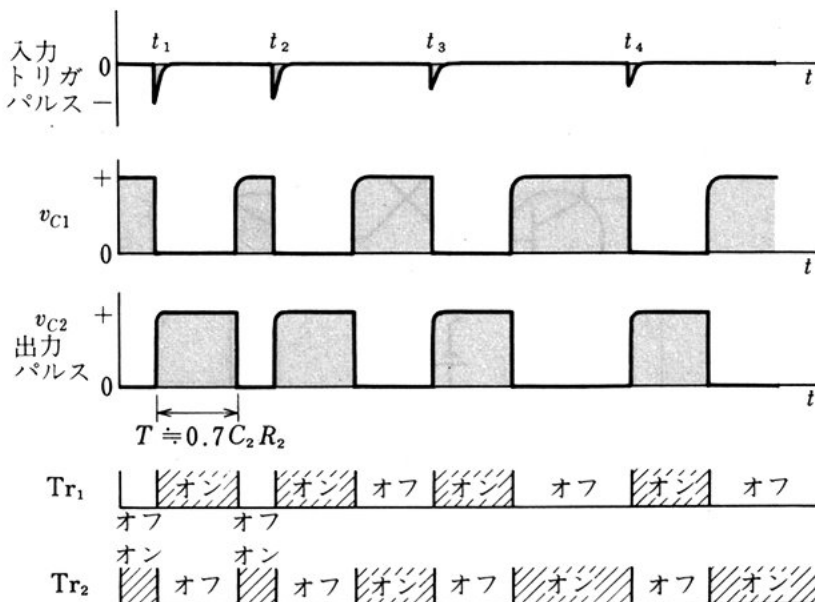



図 5-32　単安定マルチバイブレータの波形

電圧を一瞬負にするため，Tr_2 はオフになり，v_{C2} が上昇し，Tr_1 のベース電圧 v_{B1} が正になるので，Tr_1 はオンなる。

Tr_2 のオフは，コンデンサ C_2 の充電電荷がなくなるまで続く。Tr_1 がオンになっているので，$R_2 \to C_2 \to Tr_1$ の回路で，時定数 C_2R_2 によって C_2 の電荷は放電し，$T \fallingdotseq 0.7C_2R_2$ の時間で，放電がほぼ完了する。このため Tr_2 のベース電圧 v_{B2} は正になるので，ふたたび Tr_2 はオン，Tr_1 はオフになり，もとの安定状態にもどる。

この安定状態は，次の時刻 t_2 に入力としてトリガパルスが加えられるまで続く。以後，図5-32のようにトリガパルスが加えられるたびに，一定時間 T だけ Tr_1 はオン，Tr_2 はオフに変化してもとの安定状態にもどる。

この回路は，一定幅のパルスを得る回路によく使用されている。

図5-33は，単安定マルチバイブレータの回路例である。

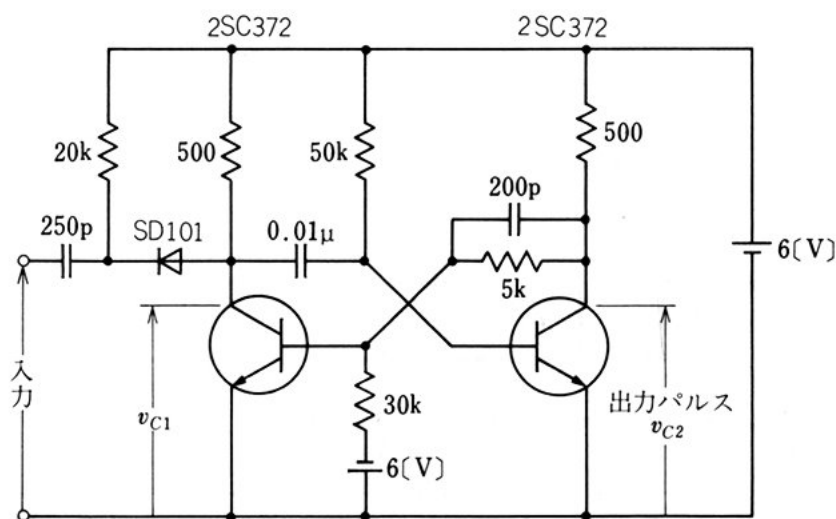



図 5-33 単安定マルチバイブレータの回路例

5. 波形操作回路

すでに学んだように，トランジスタ回路でパルスをつくると，きれいな方形波は得られない。また，パルスを増幅したり，*CR* 回路を通すと，波形がひずんだり雑音がはいったりする。これらのパルスをもとのきれいな波形にもどすことを**波形整形**といい，波形操作の一例である。

波形操作には，図 5 - 34 のように波形の振幅を操作するものが多く，波形の上部・下部を切り取るクリップ回路（クリッパ），波形の

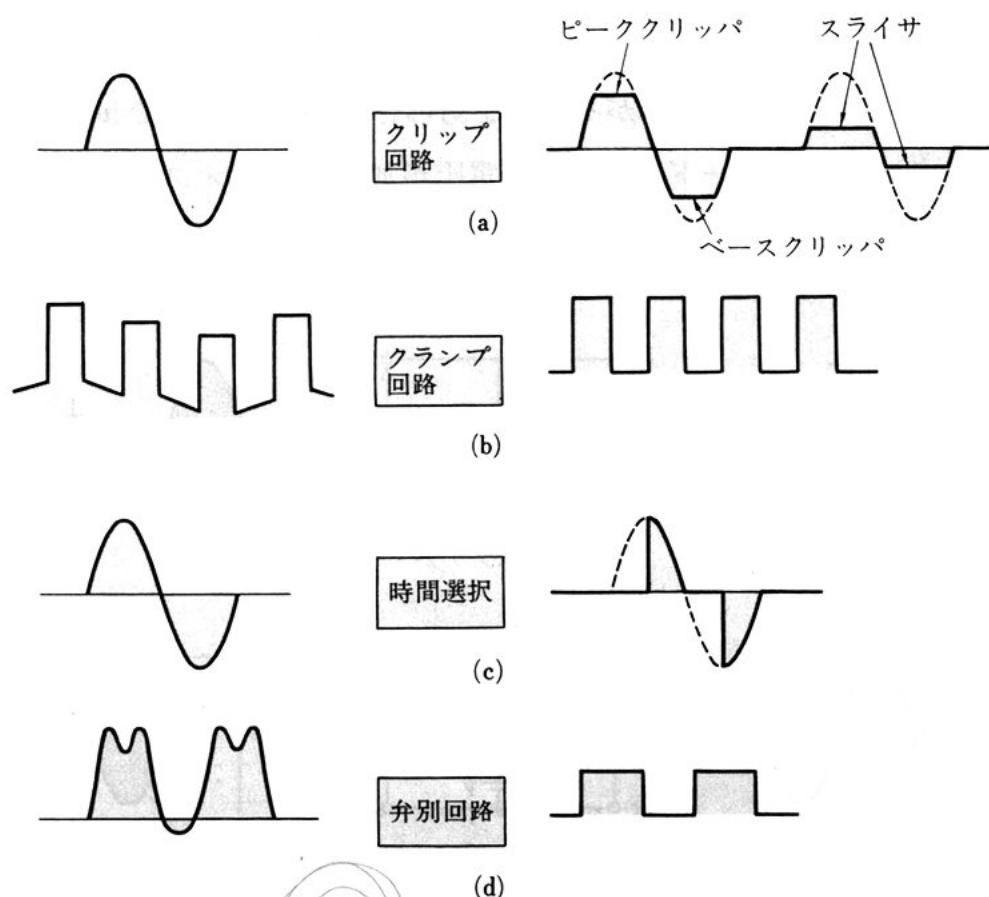



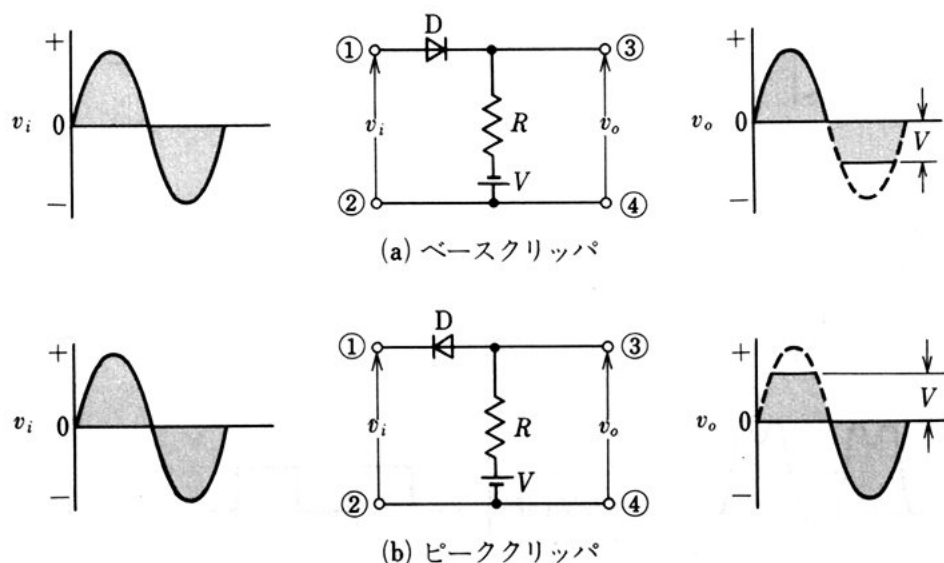
図 5-34 波 形 操 作

頭部や底部をある値にそろえるクランプ回路，波形の時間選択をするものや，波形を比較して弁別するものがある。ここでは，ダイオードを用いたクリップ回路・クランプ回路について学ぶ。

なお，クリップ回路には，波形の上部を切り取るピーククリッパ，下部を切り取るベースクリッパ，上部や下部を薄く切り取るスライサがある。

1. ダイオードクリッパ

ダイオードクリッパには，直列形と並列形がある。

図5-35は，ダイオード直列形クリッパで，図(a)では，入力信号 v_i が正のときと v_i が負で $|v_i|<|V|$ のときは，ダイオードには順方向電圧が加わるのでオンとなり，①-③間は導通状態となる。そのため出力には入力信号がそのままあらわれる。v_i が負で $|v_i|>|V|$ のときは，ダイオードに逆方向の電圧が加わるのでオフとなり，①-③間は開放状態となるので，出力電圧は V になる。

(a) ベースクリッパ

(b) ピーククリッパ

図5-35　ダイオード直列形クリッパ

この回路では，入力信号の下部が図のように切り取られる。このようなクリップ回路を**ベースクリッパ**という。

図(b)は，$v_i<V$ のとき，ダイオードはオンになるので，出力に信号があらわれるが，$v_i>V$ のときはオフになるので，出力は V になる。この回路では，入力信号の上部が図のように切り取られる。このようなクリップ回路を**ピーククリッパ**という。

図5-36は，ダイオード並列形クリッパである。

図(a)では，入力信号 v_i が正のときと，v_i が負で $|v_i|<|V|$ のときは，ダイオードに逆方向の電圧が加わるためオフになり，$v_o=v_i$ となる。v_i が負で $|v_i|>|V|$ のときは，ダイオードに順方向の電圧が加わるためオンになり，$v_o=V$ となる。

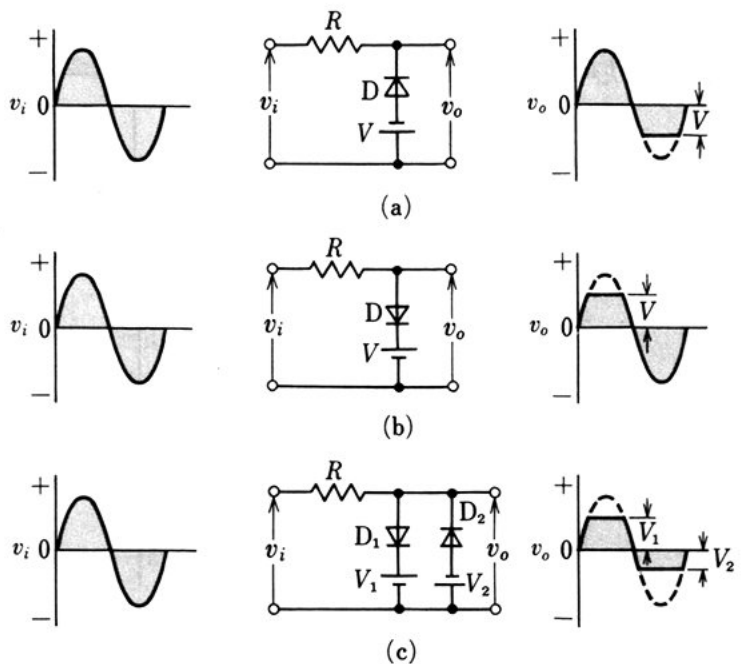



図 5-36 ダイオード並列形クリッパ

図(b)では，v_i が正で $v_i>V$ のときだけ，ダイオードに順方向の電圧が加わるためオンになり，$v_o=V$ となる。$v_i<V$ のときは，ダイオードに逆方向電圧が加わるのでオフとなり，$v_o=v_i$ となる。

図(c)は，図(a)と図(b)の回路を組み合わせたもので，図(a)では波形の下部が，図(b)では波形の上部が切り取られるので，出力波形は図(c)のように，波形の上下が切り取られる。この回路を**リミッ**

ト回路（**リミッタ**）という。

とくに電圧 V_1, V_2 を小さくし，薄い波形を切り出す回路を，**スライサ**という。

＜例題 3＞

図 5-36(c) のリミッタで $R=1$〔kΩ〕, $V_1=2$〔V〕, $V_2=1$〔V〕として，図 5-37 のような入力がはいったときの出力波形を描け。ただし，ダイオードの順方向電圧は無視してよい。

図 5-37

解　v_i が正で，かつ $v_i > V_1$ のとき D_1 が導通し，出力は V_1 となる。また，$v_i < 0$ のときは，$|v_i| > |V_2|$ のとき，D_2 が導通し，出力は V_2 となるから，出力波形は，図 5-38 の太線のようになる。

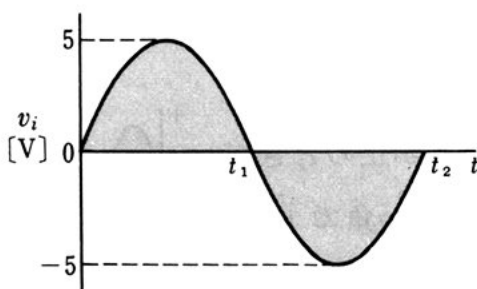
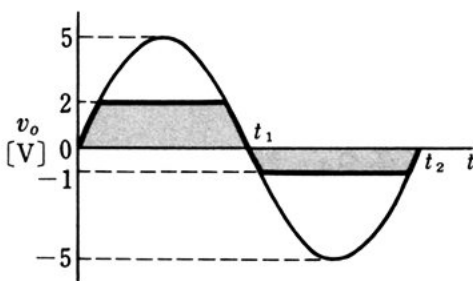



図 5-38

2. クランプ回路

入力信号の頭部または底部を，ある基準レベルに固定させることを**クランプ**という。

図 5-39(a) は，入力信号の底部を 0 レベルに固定させる，正クランプ回路である。

入力信号 v_i が負（$-V_2$）のときはダイオード D はオンなので，

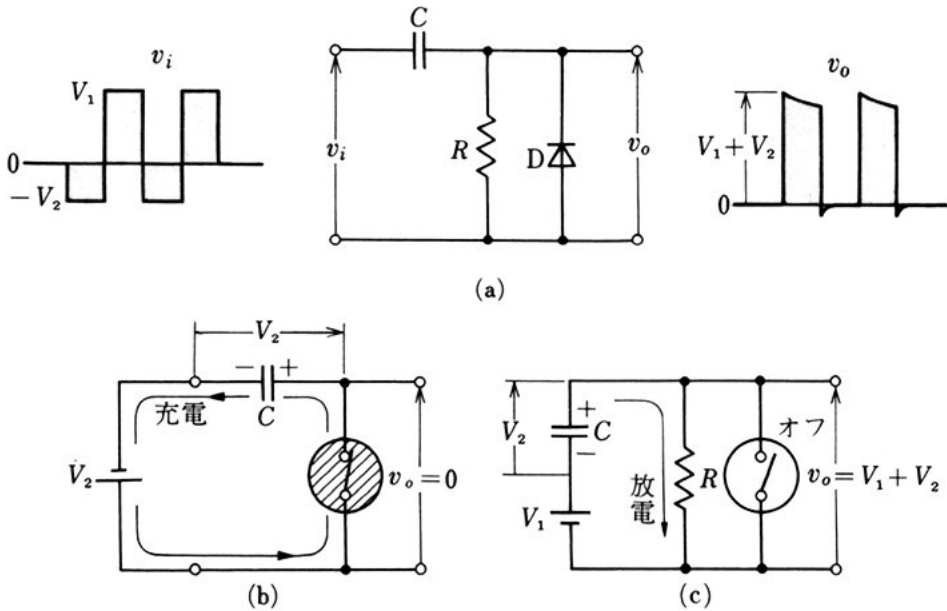



図 5-39　正クランプ回路

図(b)のように出力端子はダイオードで短絡され，$v_o=0$ となる。このとき，ダイオードの順方向抵抗は小さいので，コンデンサ C とダイオードの順方向抵抗の積で定まる時定数が小さくなり，コンデンサ C は短時間で V_2 まで充電される。

v_i が正（V_1）のときは，ダイオードはオフとなる。時定数 CR を大きくしておけば，図(c)のように C から徐々に放電され，$v_o=V_1+V_2$ となる。

図5-39のダイオードDの向きをかえたのが図5-40である。図からわかるように，入力信号の頭部を0レベルにそろえた負クランプ回路である。

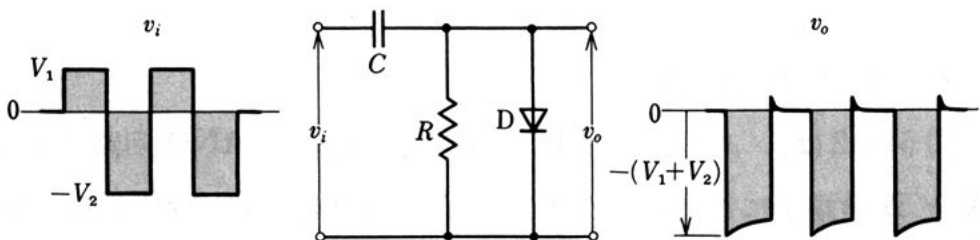



図 5-40　負クランプ回路

6. 基本論理回路

電子計算機がいろいろな計算をするとき，電子計算機の内部では，数字や文字をすべて電気信号が「ある」，「ない」の２つに置き換えてあらわし，処理している。この「ある」，「ない」の電気信号は，パルスの有無やスイッチ回路のオンやオフに対応するものである。

ここでは，この２種類の電気信号を，入力や出力としている論理回路について学ぶ。

1. 論理回路の基本的な種類

論理回路には，AND，OR，NOT の３つの基本回路がある。

AND 回路は**論理積回路**ともよばれ，図 5-41 (a) のような回路で，A と B のスイッチがともにオンのときだけ出力ランプCがつく。

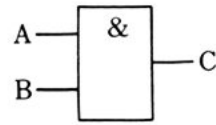
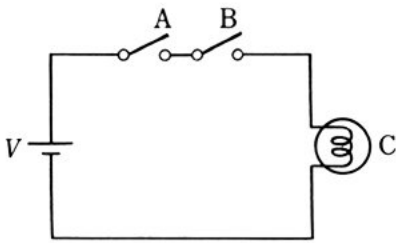
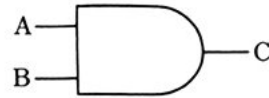
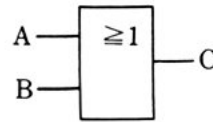
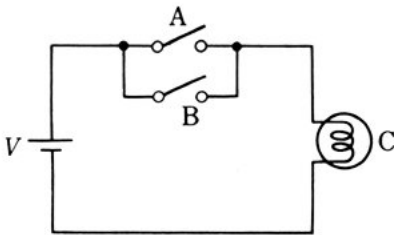
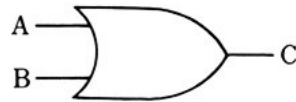
OR 回路は**論理和回路**ともよばれ，図 (b) のように A と B のスイッチのどちらかがオンのとき，出力ランプCがつく。

NOT 回路は**否定回路**ともよばれ，図 (c) のようにスイッチがオフのとき出力ランプがつき，スイッチがオンのときは出力ランプCが消える。

これらの回路の JIS による図記号と，MIL[①] による図記号および式表示をそれぞれの図の右側に示す。

2. A N D 回 路

図 5-42 は，ダイオード D_1 と D_2 を使用した AND 回路である。A と B の端子に加えられた入力電圧や出力端子 C の電圧が 0〔V〕

① 米軍規格（military standard）の略称である。

(a) AND回路

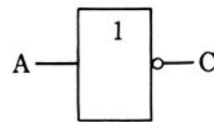
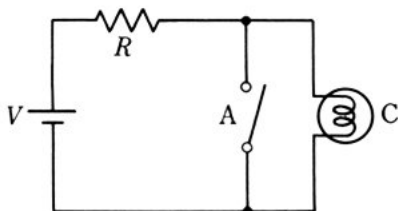
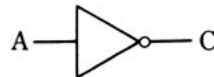
(b) OR回路

(c) NOT回路

図 5-41 論理回路の基本回路

のときを「0」とあらわし，V〔V〕のときを「1」とあらわしてAND回路の動作を調べてみよう。

真理表

A	B	C
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

A・B＝C

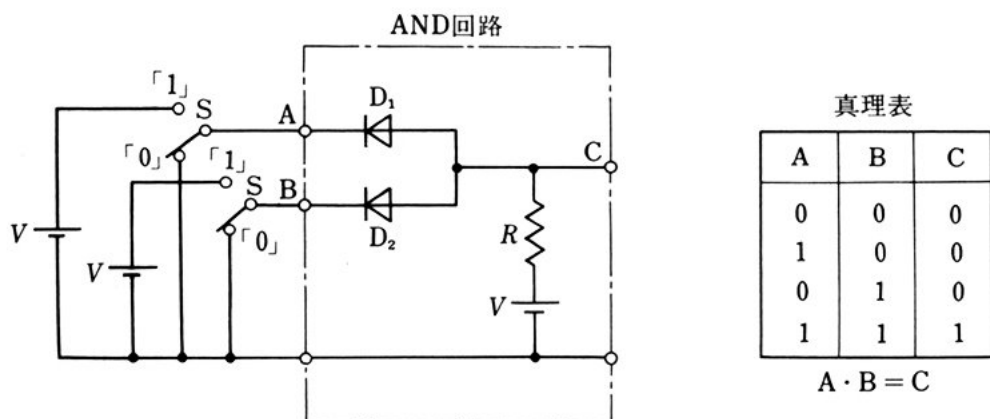



図 5-42　AND 回路と真理表

いま，A, B がともに「0」のときは D_1, D_2 は導通状態（オン）となり出力端子 C は「0」になる。次に A＝「1」, B＝「0」のときは, D_1 はオフであるが, D_2 はオンであるから, C＝「0」となる。A＝「0」, B＝「1」のときは, D_1 はオン, D_2 はオフとなり, C＝「0」となる。A, B ともに「1」のときは, D_1, D_2 の両方がオフとなり C＝「1」となる。このように入力電圧のすべての組み合わせについて出力を調べると, 図 5-42 の表のようになる。このような表を**真理表**という。

以上のことから, AND 回路は, 一般に 2 つ以上の入力端子と 1 つの出力端子をもち, 入力がすべて「1」のときのみ出力が「1」となる。

3. O R 回 路

図 5-43 は, ダイオード D_1 と D_2 を使用した OR 回路である。A＝「0」, B＝「0」のときは, 端子 A, B, C は同電位となり, C＝「0」となる。A＝「1」, B＝「0」のときは, D_1 がオン, D_2 はオフとなり, C＝「1」となる。A＝「0」, B＝「1」のときは, D_1 がオフ, D_2

がオンとなり，C=「1」，また，A=「1」，B=「1」のときは，D_1 がオン，D_2 がオンとなり，C=「1」となる。これを表にまとめたものが図中の真理表である。

以上のことから，OR 回路は，一般に２つ以上の入力端子と１つの出力端子をもち，入力が１つでも「1」であれば出力が「1」になる。

真理表

A	B	C
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

A+B=C

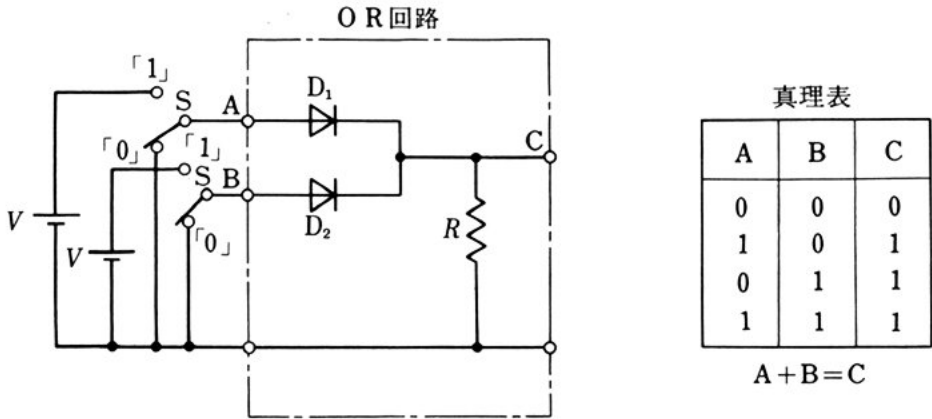



図 5-43 OR 回路と真理表

4. NOT 回路

図 5-44 は，トランジスタ（Tr）を用いた NOT 回路の原理図である。

真理表

A	C
0	1
1	0

$\overline{A}=C$

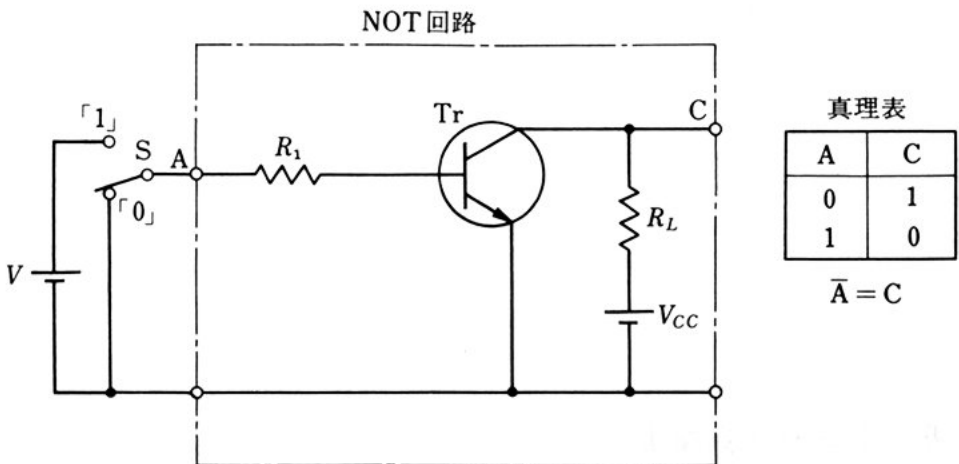



図 5-44 NOT 回路と真理表

入力が「0」のときは，Tr のベース電流が流れないので，Tr はオフとなり出力は「1」（V_{CC}〔V〕）となる。入力が「1」（V〔V〕）のときは，Tr にベース電流が流れてオンになり，出力は「0」となる。この動作は図中のような真理表であらわすことができる。

以上のように，入力が「0」のとき出力が「1」，入力が「1」のとき出力が「0」になるような回路を NOT 回路という。

5. NAND 回路と NOR 回路

論理回路には，いままで学んだもののほかに AND 回路と NOT 回路を組み合わせた **NAND 回路**（**否定論理積回路**）や，OR 回路と NOT 回路を組み合わせた **NOR 回路**（**否定論理和回路**）などがある。このNAND 回路や NOR 回路は，これから学ぶディジタル IC に多く使用されている。

図 5-45 に，NAND 回路と NOR 回路の JIS による図記号と MIL による図記号を示す。

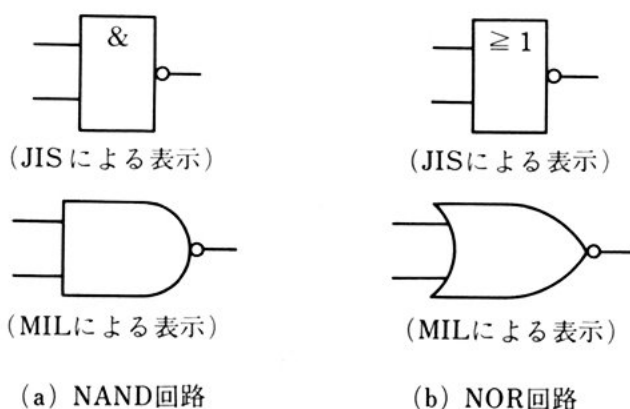



図 5-45　NAND 回路と NOR 回路の図記号

6. 正論理と負論理

いままで，入力端子 A, B に加えられる電圧や出力端子 C の電圧

が，0〔V〕のときを低電位 L の状態，V〔V〕のときを高電位 H の状態としてあらわし，L を「0」，H を「1」として考えてきた。しかし，逆に H を「0」，L を「1」として考えることができる。前者を，**正論理** (positive logic)，後者を **負論理** (negative logic) という。図 5-42 のダイオードと電池の向きを逆にした回路は，負論理の例である。

7. IC 論理回路

最近は，ディジタル技術の進歩によって論理回路素子のほとんどはディジタル IC になってきている。ここでは，これらのディジタル IC の基本回路について学ぶ。

1. ディジタル IC

いままで学んできた論理回路をまとめると，図5-46のようになり，ディジタル IC は，このうちの NAND 回路や NOR 回路に多く使用されている。

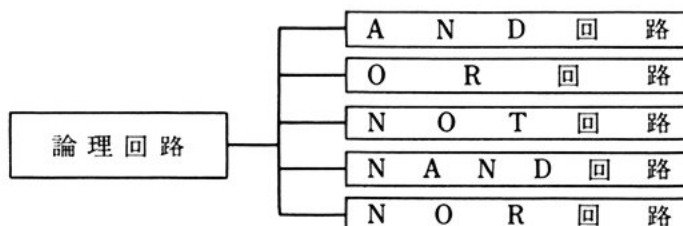



図 5-46 論理回路の種類

ディジタル IC を大別すると，図5-47のように，バイポーラ形とユニポーラ形に分けることができる。

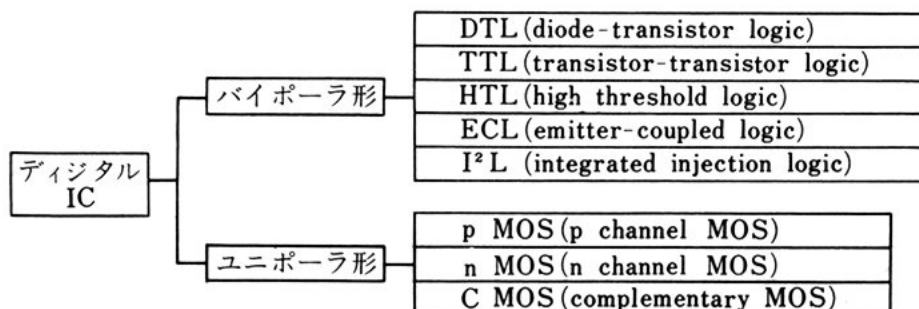



図 5-47 ディジタル IC の種類

ここでは，DTL, TTL と C MOS IC について学ぶ。

2. DTL回路

図5-48(a)は，ダイオードD_1, D_2を用いたAND回路とトランジスタTr_2を用いたNOT回路を，結合回路で接続した回路である。結合回路は，コレクタ接地回路（エミッタホロワ）としてはたらくトランジスタTr_1と，NOT回路のターンオフ時間を速くするためとともに，レベルシフトするためのダイオードD_Sで構成されている。図(b)は，この回路の等価回路である。

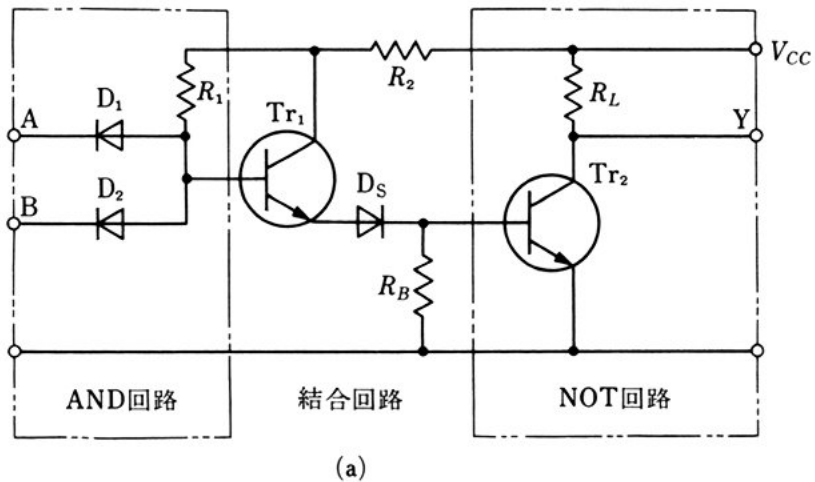
(a)

(b) 等価回路

図5-48 DTL回路

いま，図(a)で入力端子のAとBが「1」のときは，ダイオード(D_1, D_2)はオフになり，Tr_1のベースはR_1を通して順方向にバイアスされ，Tr_1はオンとなる。このとき，Tr_1のエミッタ，D_sを通してTr_2にベース電流が流れて，Tr_2もオンとなるので，出力は「0」になる。また，A, Bどちらか「0」のときは，どちらかの

ダイオードはオンになるので，Tr_1 のベース電流が0となる。したがって，Tr_1 はオフ，Tr_2 もオフとなり，出力は「1」になる。A，B どちらも「0」のときは，D_1, D_2 がオンとなり，Tr_1, Tr_2 がオフとなる。したがって，出力は「1」になる。このように，すべての入力が「1」のときだけ出力が「0」になり，他の入力の状態では，つねに出力が「1」となる論理回路を **NAND 回路**という。

図5－48(a)は入力の AND 回路にダイオードを使用し，その後にトランジスタを使っているので，**DTL** (diode-transistor logic) **回路**とよばれている。

図5－49は，DTL 回路の IC の例である。

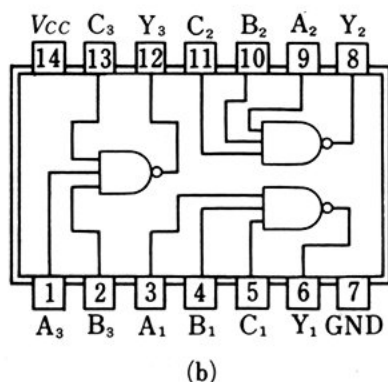
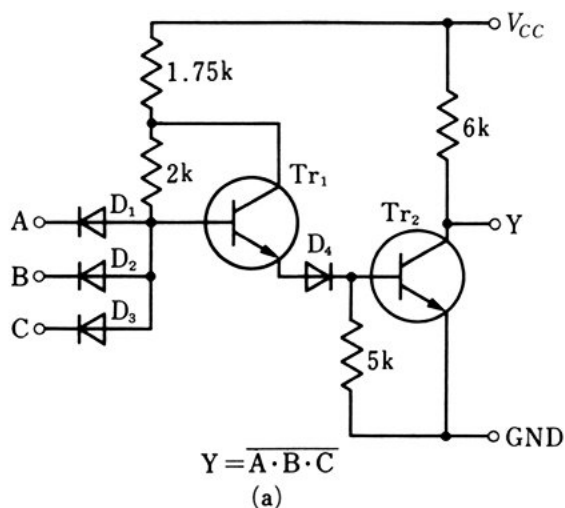



図 5－49　DTL 回路の IC

図(a)の D_1～D_3 は AND 回路であり，Tr_1, D_4 は結合回路，Tr_2 は NOT 回路である。これらの回路が組み合わされて NAND 回路となっている。

A～C の入力が全部「1」のときだけ，Tr_1, Tr_2 はオンになるので，出力 Y は「0」になる。

図(b)は，1個の IC の中に，NAND 回路が3組はいっている例である。

問 5. 図 5－48 の NAND 回路の真理表をかけ。

3. T T L 回路

図 5－50(a)は，AND 回路に多入力のトランジスタ（Tr_1）を使用し，NOT 回路（Tr_2）を組み合わせた NAND 回路である。

この回路のエミッタ端子を2つもったトランジスタ（**マルチエミッタトランジスタ**という）をダイオードに置き換えて，等価回路に書き直したのが図(b)である。

いま，図(b)で入力 A, B が「1」のときは，D_1, D_2 がオフとなる

(a)　(b) 等価回路

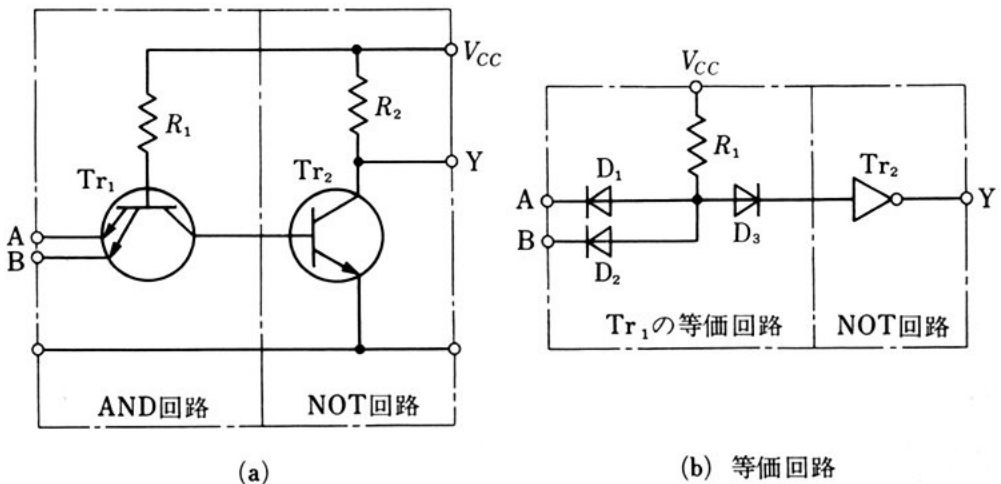



図 5－50 T T L 回路

ため Tr_1 はオフとなる。このとき，Tr_1 のベース・コレクタ間のダイオード D_3 を通して，Tr_2 にベース電流が流れるため Tr_2 はオンになるので出力Yは「0」になる。また，A, Bどちらかが「0」のときは，Tr_1 はオンとなる。したがって，Tr_2 のベース電圧は0となるため，Tr_2 はオフになり，出力Yは「1」になる。このような動作から，この回路はNAND回路として動作していることがわかる。

この回路は入力のAND回路に，マルチエミッタトランジスタを使用しているので，**TTL** (transistor–transistor logic) **回路**とよばれている。

(a)　　(b) 端子接続図

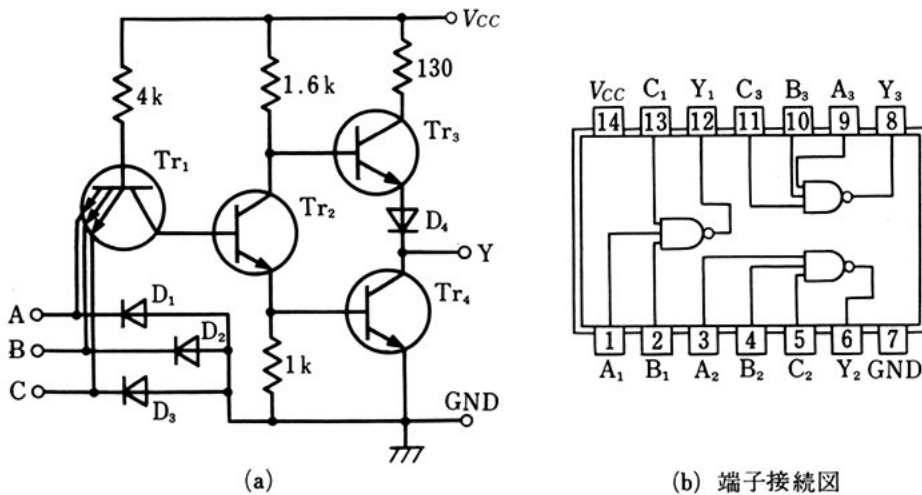



図 5-51　TTL 回路の IC

図5-51は，TTL回路のICである。

図(a)で，Tr_1 はマルチエミッタトランジスタで，AND回路を構成し，Tr_2 は，Tr_1 と Tr_3, Tr_4 の結合回路である。Tr_4 はNOT回路を構成し，Tr_3, D_4 は，Tr_4 のオン・オフの特性をよくするためのものである。ダイオード D_1～D_3 は，雑音などによる誤動作を防止するためのクランプ回路である。

A～Cの入力がすべて「1」のとき Tr_2 はオン，Tr_3 はオフとなり，

Tr_4 はオンとなって出力 Y は「0」となる。A～C の入力のうち，1つでも「0」のときは，Tr_1 はオン，Tr_2 はオフ，Tr_3 はオンとなり，Tr_4 はオフで出力 Y は「1」となる。

これらの動作から，NAND 回路であることがわかる。また，図(b)は，1個の IC の中に，NAND 回路が3組はいっている例である。

4. C MOS IC

C MOS は，**相補形金属酸化膜半導体**（complementary metal-oxide semiconductor）のことで，p 形チャネルと n 形チャネルの MOS 形 FET が，図 5−52(a)のように接続されたものである。

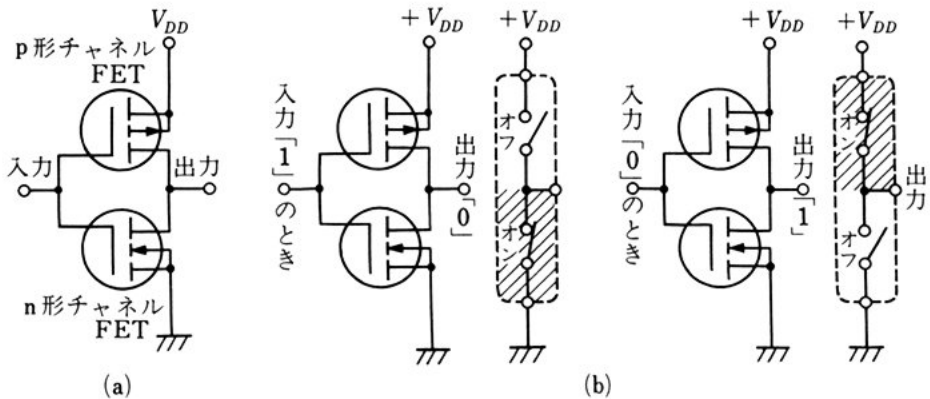



図 5-52　C MOS IC

IC 化した場合，p 形チャネルと n 形チャネルの MOS 形 FET が，同一基板上に形成されている。

入力が「1」のとき，図(b)のように p 形チャネルの MOS 形 FET はオフ，n 形チャネルの MOS 形 FET はオンになる。入力が「0」のときは，逆に p 形チャネルの MOS 形 FET はオンに，n 形チャネルの MOS 形 FET はオフになる。したがって，図(a)は NOT 回路であることがわかる。

C MOS IC は，バイポーラ形と比べて

1) 消費電力が小さい。

2) 雑音余裕[①]が大きい。

などの特徴があるので，最近は多く使用されている。

図5-53は，C MOS IC による NAND 回路の原理図である。

図からわかるように，入力回路は入力数にあわせてp形チャネル FET を並列に接続し，n形チャネル FET を直列に接続する。

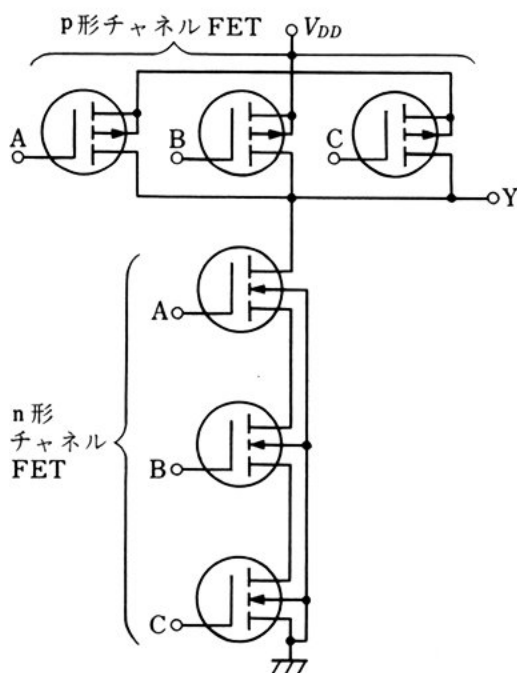



図 5-53 C MOS IC による NAND 回路

いま，A～C の入力がすべて「1」のときは，p形チャネル FET はすべてオフ，n形チャネル FET はすべてオンとなる。したがって，出力 Y は「0」になる。また，A～C の入力をすべて「0」にすると，p形チャネル FET はオン，n形チャネル FET はオフとなる。したがって，出力 Y は「1」になる。また，A～C の入力のうちど

① **雑音余裕**とは，論理回路がどのくらいの大きさの雑音で誤動作するかを示す量で，この値が大きいほうが雑音に対して誤動作が少なくなる。

れかが「0」であると，p 形チャネル FET の 1 つがオンとなり，n 形チャネル FET の 1 つがオフになるので，出力は「1」になる。

以上のことから，入力がすべて「1」のときのみ，出力が「0」になり，その他の状態では出力が「1」になるので，NAND 回路であることがわかる。

5. IC 記 憶 装 置

ディジタル IC を用いた応用回路には，いろいろなものがあるが，ここでは電子計算機に使用されている IC 記憶装置（IC メモリ）の概略について学ぶ。

IC 記憶装置には，主として **RAM**（random access memory，等速呼出し記憶装置）と，**ROM**（read-only memory，固定記憶装置）がある。

RAM は，記憶装置の内容を書き替え，読み出しができるが，ROM は，読み出しだけを目的とした記憶装置である。これらの記憶装置には，電源さえ入れれば動作し，記憶内容を保持しているスタティック形と，一定時間ごとに記憶内容を再生するダイナミック形がある。

2〜3 ページの写真は，16 384 (2^{14}) ビット[①]の記憶容量をもつダイナミック形の n 形チャネル MOS 形 FET を使用した，RAM である。この記憶装置の大きさは，3.63 mm×6.28 mm で，16 ピンの端子をもつセラミックのパッケージに納められている。

写真の中央には，128 個の増幅器があり，両側には 128×64 個の記憶装置が配置されている。この記憶装置の消費電力は，動作時には 300〔mW〕，静止時には，20〔mW〕である。

---

① 「1」，「0」のように，情報を表わす 1 組の最小の単位をいう。

問　　題

1. 図5-54のような方形波パルスにおいて，次の量をあらわす適当な名称を（　　）内に記入せよ。

a:（　　）　b:（　　）　c:（　　）

$\frac{1}{c}$:（　　）　$\frac{a}{c}$:（　　）

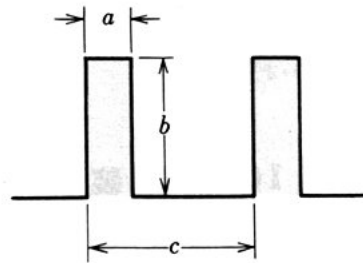



図 5-54

2. 繰り返し周波数5〔kHz〕，パルス幅5〔μs〕の方形波パルスがある。この波形の繰り返し周期と衝撃係数を求めよ。

3. 図5-55は，入力 v_i の波形に対する出力 i_C の波形である。次の文の（　　）に適当なことばを記入せよ。

i_C が0～90〔%〕になるまでの時間 t_1 を（　　）時間，v_i が負に変化してから i_C が90〔%〕になるまでの時間 t_2 を（　　）時間，i_C が90〔%〕～10〔%〕になるまでの時間 t_3 を（　　）時間，t_2+t_3 を（　　）時間という。

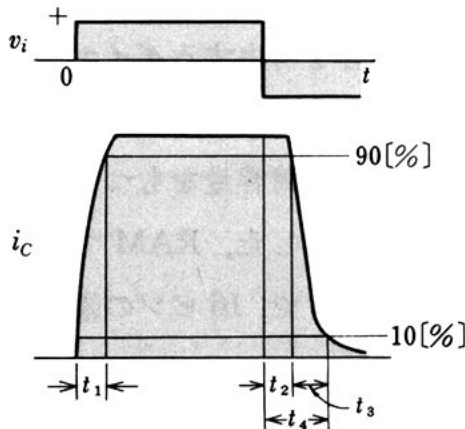
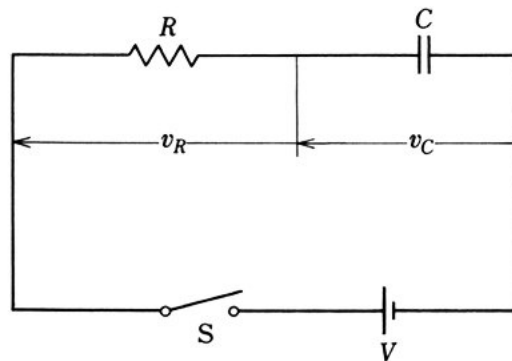



図 5-55　　図 5-56

4. 図5-56の回路でスイッチSを入れたときの v_R と v_C の波形をえがけ。また，$R=50$〔Ω〕，$C=20$〔μF〕としたときの時定数はいくらか。

5. 図5-57は，ダイオード直列形クリッパである。図のような入力のとき出力波形をかけ。

6. 図5－58は，非安定マルチバイブレータ回路である。$R_{L1}=R_{L2}=5$〔kΩ〕，$R_1=R_2=30$〔kΩ〕，$C_1=C_2=0.02$〔μF〕のとき，次の問に答えよ。

1）この回路の繰り返し周期と繰り返し周波数はいくらか。

2）コレクタ電圧とベース電圧の波形をえがけ。

D

R

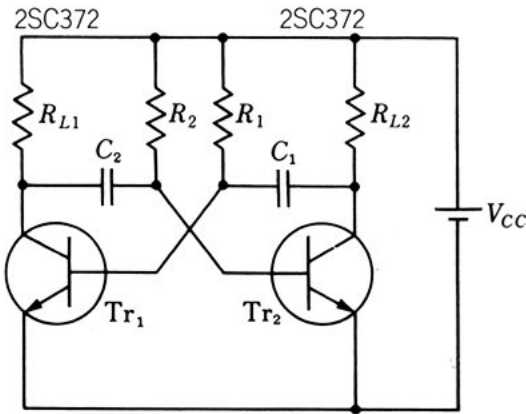
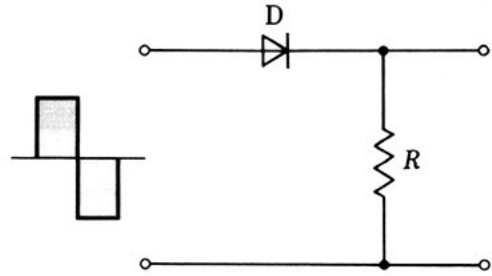



図 5－57

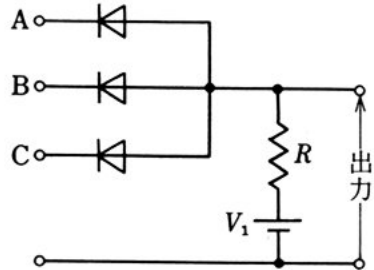



図 5－58　　　　図 5－59

7. 図5－59の回路で，

1）Aを短絡，B, CにV_1〔V〕　　2）A, B, CにV_1〔V〕

を加えたときの出力電圧を求め，この回路は，基本論理回路の何になるか考えよ。

8. 問題7の回路で，A, B, Cの端子に図5－60のような入力パルスを加えたとき，出力の波形をえがけ。

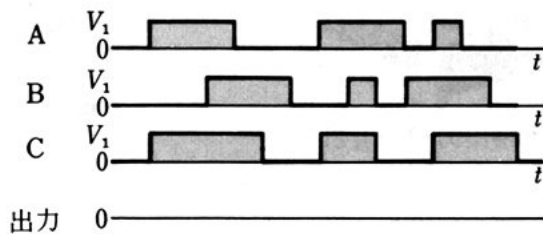
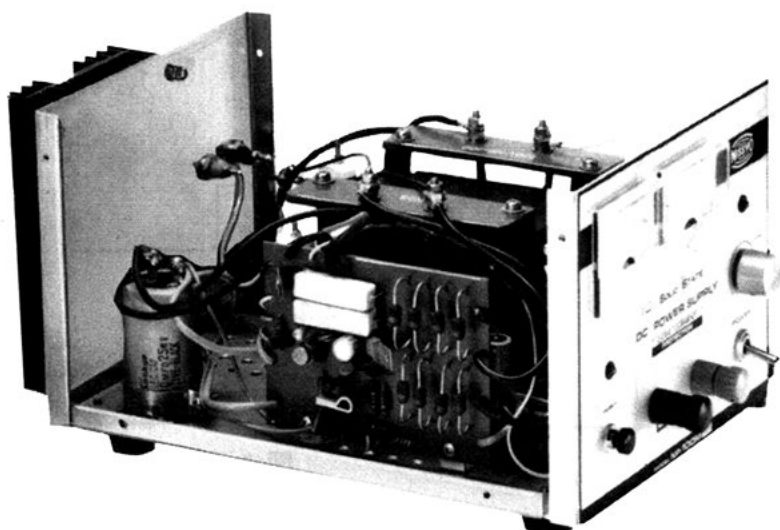
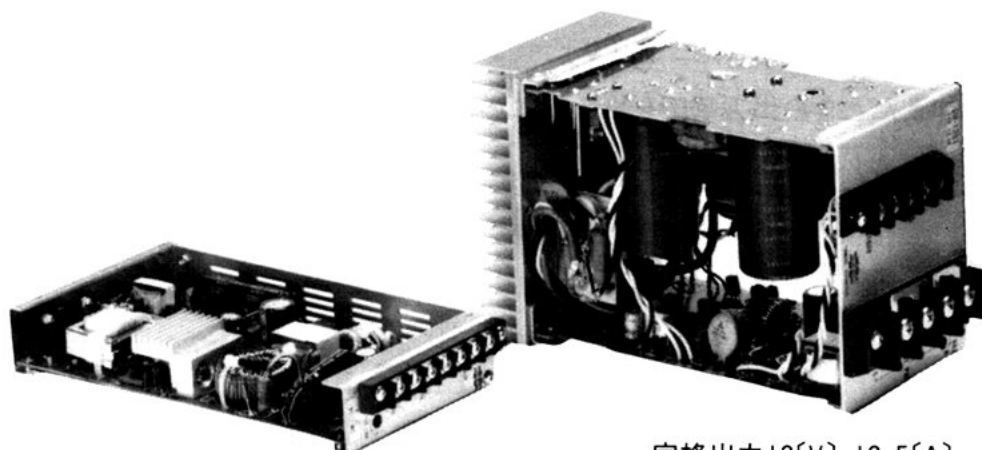



図 5－60

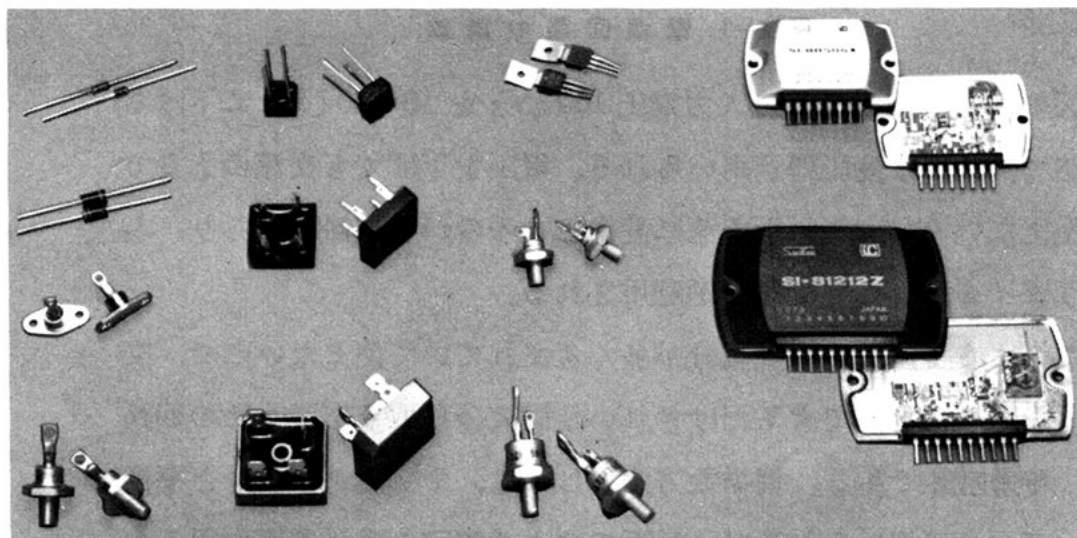
電源回路

定格出力13.8〔V〕, 10〔A〕
直列制御形安定化電源

定格出力12〔V〕, 12.5〔A〕

定格出力12〔V〕, 2〔A〕

スイッチング制御形安定化電源

安定化電源の例を示す（71～81ページ参照）。

私達の家庭には，ふつう，100〔V〕の交流(50〔Hz〕または60〔Hz〕) が送られてきている。ところが，いままでに学んだトランジスタの回路や，ラジオ・テレビジョンなどに使われているトランジスタやICは，直接 100〔V〕の交流で動作させることはできない。

この章では，トランジスタや，FET,IC などを動作させるのに必要な電圧・電流を，家庭に送られてきている100〔V〕の交流から，どのようにつくり出しているのか，その考え方と方法について学ぶ。

ダイオード　ブリッジ形 整流素子　サイリスタ　スイッチング用 ハイブリッド素子

電源用の半導体素子とICを示したものである。

1. 電源回路の基礎

トランジスタ回路では，ふつう 3〔V〕から 12〔V〕くらいの直流が使われている。ここでは，100〔V〕の交流入力を，3～12〔V〕の直流出力に変換させることを中心にして学ぶ。

1. 電源回路の構成

図 6-1は，電源回路の一般的な構成を示したものである。

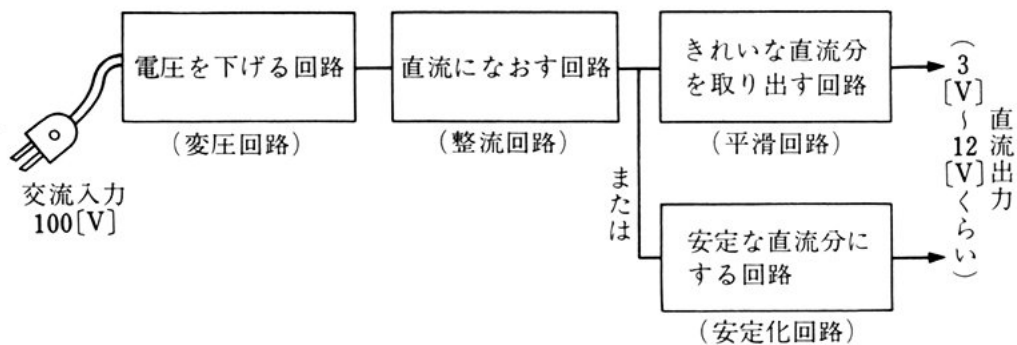



図 6-1 電 源 回 路 の 構 成

図の**変圧回路**は，交流入力電圧 100〔V〕を 10～20〔V〕に下げる回路で，ふつう変圧器が用いられる。電圧を下げても交流のままでは使えないので，これを直流に変換させるのが**整流回路**であり，ふつうダイオードの整流作用が利用される。

このままでは，まだ交流分が多く含まれていて使えないので，交流分を取り除き，できるだけきれいな直流分を取り出すための回路が，**平滑回路**である。簡単な方法としては，チョークコイルと平滑コンデンサが用いられるが，最近ではより安定な直流電圧を得るため，トランジスタや IC を用いた，**安定化回路**が多く使われている。

2. 変圧と整流

(1) 変圧器の巻数比と容量

変圧回路に用いられる変圧器では，一次側と二次側の電圧の比が，一次側の巻数と二次側の巻数の比に等しい。したがって，たとえば100〔V〕の入力電圧から20〔V〕の出力電圧を得たいときには，巻数比を5：1にすればよいことになる（図6-2）。

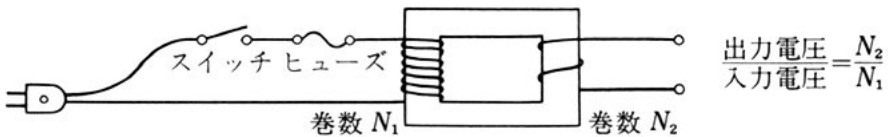



図6-2 変圧回路

二次側の出力電圧は，整流回路や平滑回路を経ることでやや下がる傾向にある。そこで，必要とする直流出力電圧よりやや高い電圧が得られるように，変圧器の巻数比を選ぶ必要がある。

また，変圧器の容量は，変圧回路の出力電圧と電流によって決まる電力容量より大きいものを用いる。容量が小さいと，出力電圧の変動が大きくなったり，変圧器が高温になるなど好ましくないことになる。

(2) 整流

図6-3(a)のように，交互に流れる流れ（交流）を，何らかの方法で一方通行（直流）にすることが**整流**である。図(b)では，弁を用いて交互に流れる水流を，一方向にだけ流れるようにしているが，電気回路では弁のはたらきをするものとして，すでに学んだダイオードの性質を利用することができる。

(a) 半波整流回路　図6-3(b)を，ダイオードを用いた電気回路に書き替えると，図6-4(a)のようになる。

この回路では，ダイオードの性質から，順方向に入力が加えられ

(a) 交流　(b) 整流すると

図 6-3 整 流 作 用

(a)　(b)

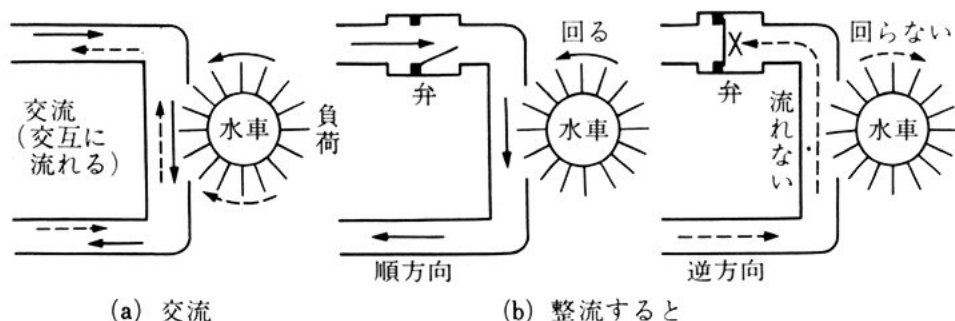
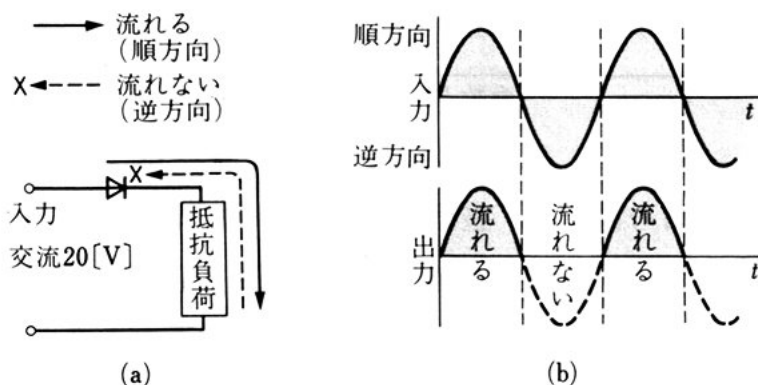



図 6-4 半 波 整 流

たときには抵抗負荷に電流が流れるが，逆方向に加えられたときには流れない。そのため抵抗負荷には，図(a)のように，上から下へと向かう電流しか流れないことになる。その出力電流（電圧）を図にかくと，図(b)のようになる。このような整流回路を，**半波整流回路**という。 5

(**b**) **全波整流回路**　半波整流回路では，ダイオードに逆方向に電圧を加えたときの電圧は，利用されずに切り捨てられてしまっている。そこで，この部分も利用するために考えられたのが，図6-5に示す，全波整流回路である。

この回路では，図(c)に示すように，4個のダイオードをひし形（ブリッジ形）に組み整流作用を行わせている。そのため，入力電流 10

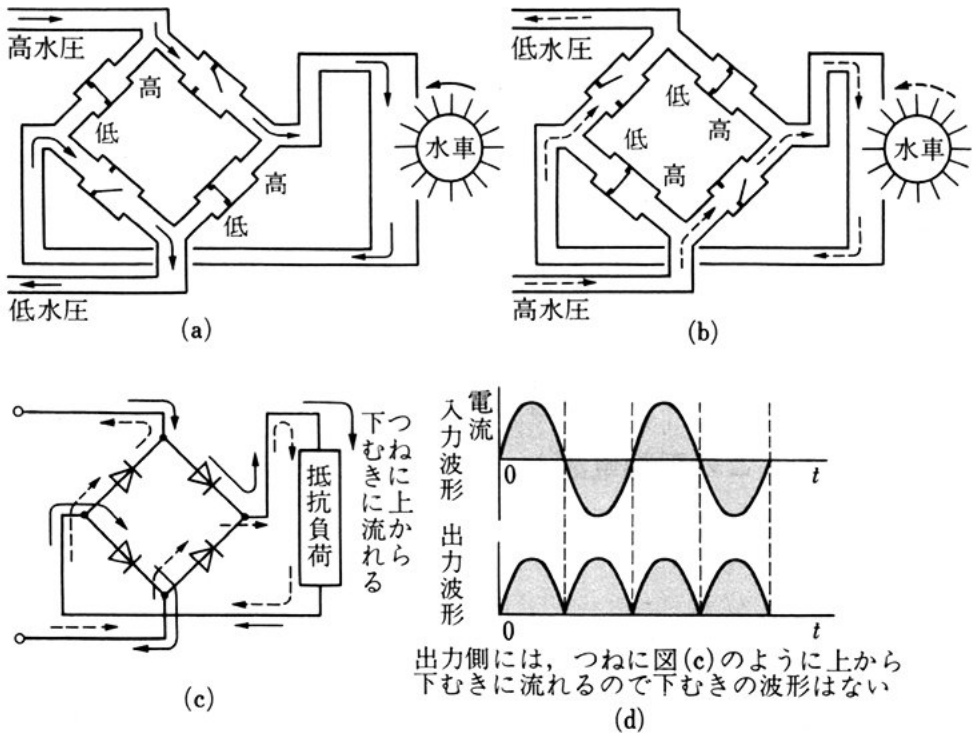



図 6-5 全 波 整 流

の向きが変わっても，抵抗負荷には図(d)のように，いつも一定方向の電流が流れる。また，半波整流のように利用されない部分が半分残ることもないので，整流回路にはこの方式の回路が多く用いられている。

問 1. 図6-6の回路において，抵抗負荷にどのような電流が流れるか考えよ。

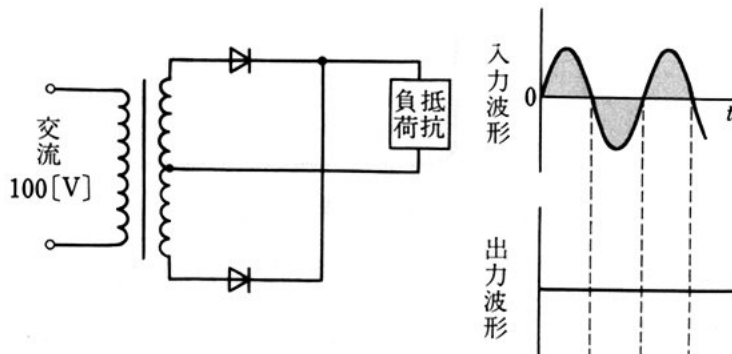



図 6-6

2. 平 滑 回 路

整流された出力電流は，半波整流の場合でも，全波整流の場合でも，完全に平らな直流ではなく，図6-4(b)，6-5(d)のように波をうっている（これを**脈動電流**という）。そのため，このままラジオなどに用いると，ブーンという音(ハム音)が多くて，使うことができない。そこで，この脈動電流を，できるだけ平らな直流にするための回路が，**平滑回路**である。

1. コンデンサ平滑回路

波をうった流れを，一定の流れにかえる方法としては，図6-7のように，一度大きな器にためてから使う方法がよく知られている。この場合，水をたくわえる器が大きいほど，脈流(脈動電流)の影響は少なくなる。

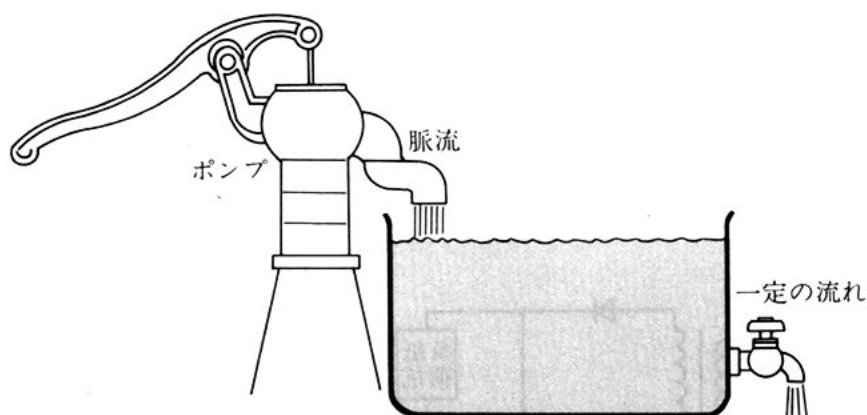



図6-7 平　滑　化

電気回路の場合，この水をたくわえる器としては，電気をたくわえることのできるもの，すなわち，電池やコンデンサが考えられる。コンデンサを用いた場合を回路図としてかいてみると，図6-8(a)

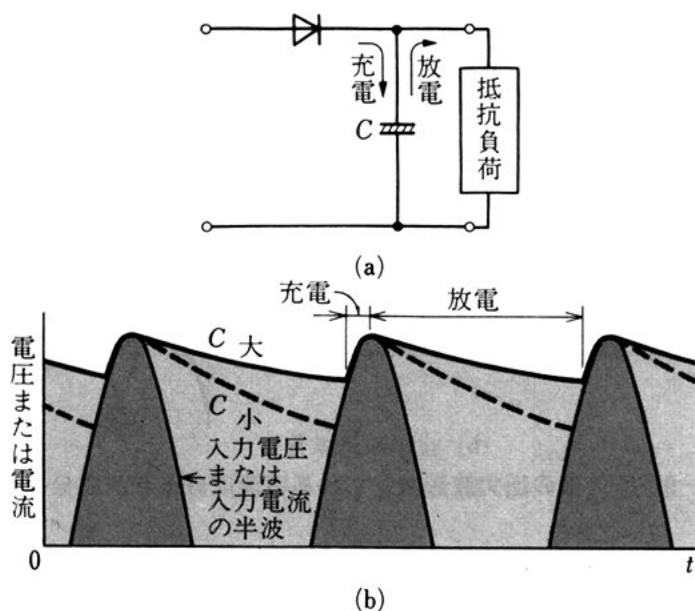



図 6-8 コンデンサ平滑回路と出力波形

のようになり，これを**コンデンサ平滑回路**という。

抵抗負荷に加えられる出力電圧や電流の波形は，図(b)の太線で示した形になる。

問 2. 図6-5(c)の全波整流の出力を平滑にするためには，どのようにしたらよいか。また，そのとき，抵抗負荷に加わる出力波形はどうなるか。図6-8にならって回路図と波形を示せ。

問 3. 図6-8で，抵抗負荷に流れる出力電流が小さいときと大きいときでは，出力波形はどう変わってくるか（図6-7も参考にして考えよ）。

2. *LC* 平滑回路

すでに「電気基礎」で学んだように，整流後の出力波形（脈動電流）には，図6-9に示すような直流成分と交流成分が含まれている。そこで，これから直流成分を取り出すためには，整流回路から抵抗負荷にいくまでの間に，図6-10(a)のように，交流分を通さずに直流分だけを通すものを直列に入れたり，図(b)のように，交

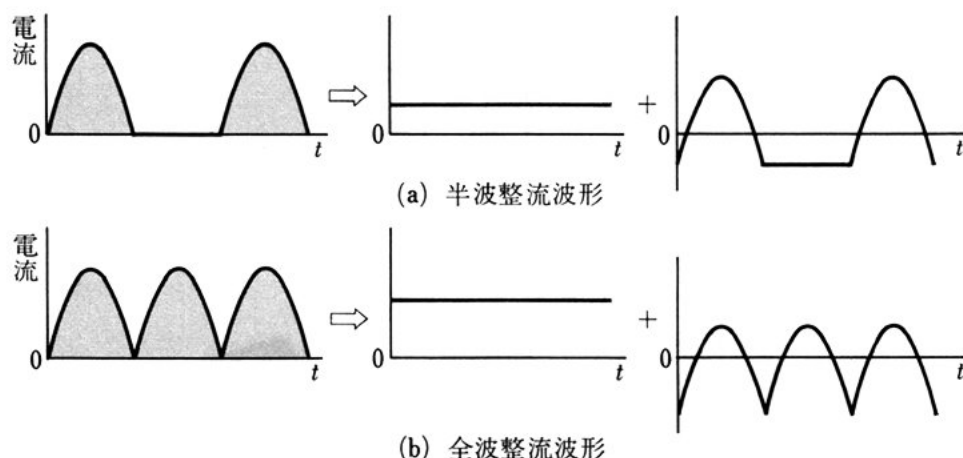



図 6-9　整流後の出力波形に含まれる直流成分と交流成分

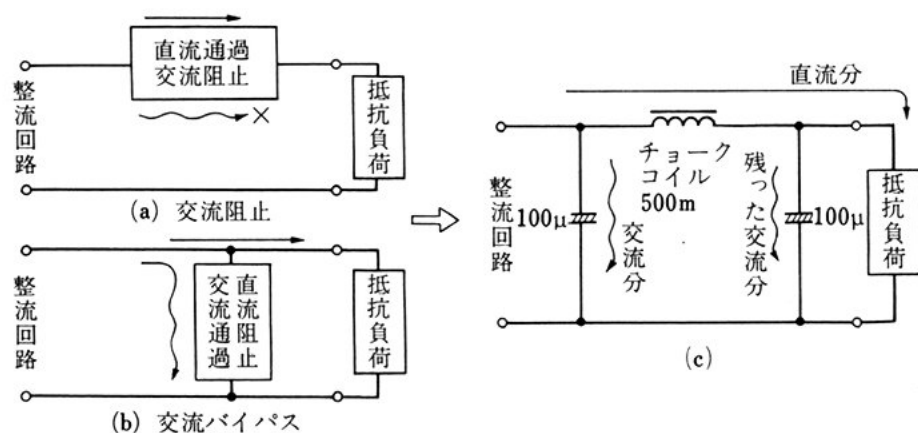



図 6-10　*L* と *C* による平滑回路

流分を通し，直流分を通さないもので，交流分をバイパスすればよい。

交流分を阻止するには，できるだけ直流抵抗が小さく，かつ，交流分を通しにくい（自己インダクタンスの大きい）コイルを直列に用いる。このコイルを**チョークコイル**という。

交流分をバイパスするためには，交流分を通しやすい，すなわち，できるだけ容量の大きいコンデンサを抵抗負荷に並列に接続すればよいことになる。

これらの考え方に基づいて回路を考えてみると，図(c)のように

なる。この回路を ***LC*** **平滑回路**という。この回路を何段にも接続すれば，より一層交流分の少ない直流出力が得られることになる。

なお，この回路をつくる場合，チョークコイルのインダクタンスおよびコンデンサの容量は，できるだけ大きいものを用いるとともに，チョークコイルの電流容量とコンデンサの耐電圧についても注意し，使用電流・電圧に対して十分に余裕のあるものを用いる必要がある。

3. 簡単な電源回路とその諸特性

いままでに学んできた変圧回路・整流回路・平滑回路をまとめると，図6-11に示すような電源回路ができ上がる。

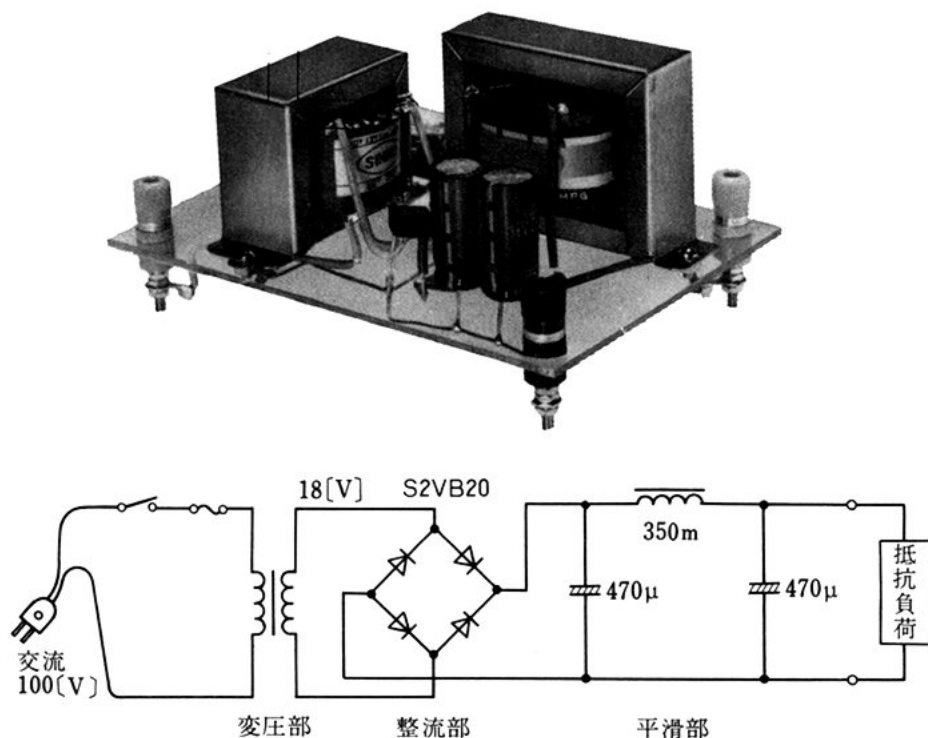



図6-11　電　源　回　路

この電源回路の特性をあらわすものとして，電圧変動率・リプル百分率・整流効率などがある。ここではこれらについて学ぶ。　5

1. 電圧変動率

図6-12(a)のグラフのように，ふつうの電源回路では，負荷側で多くの電流を使うと，変圧器の内部インピーダンス，ダイオードの順方向抵抗，チョークコイルの内部抵抗などで，出力電圧は下がっ

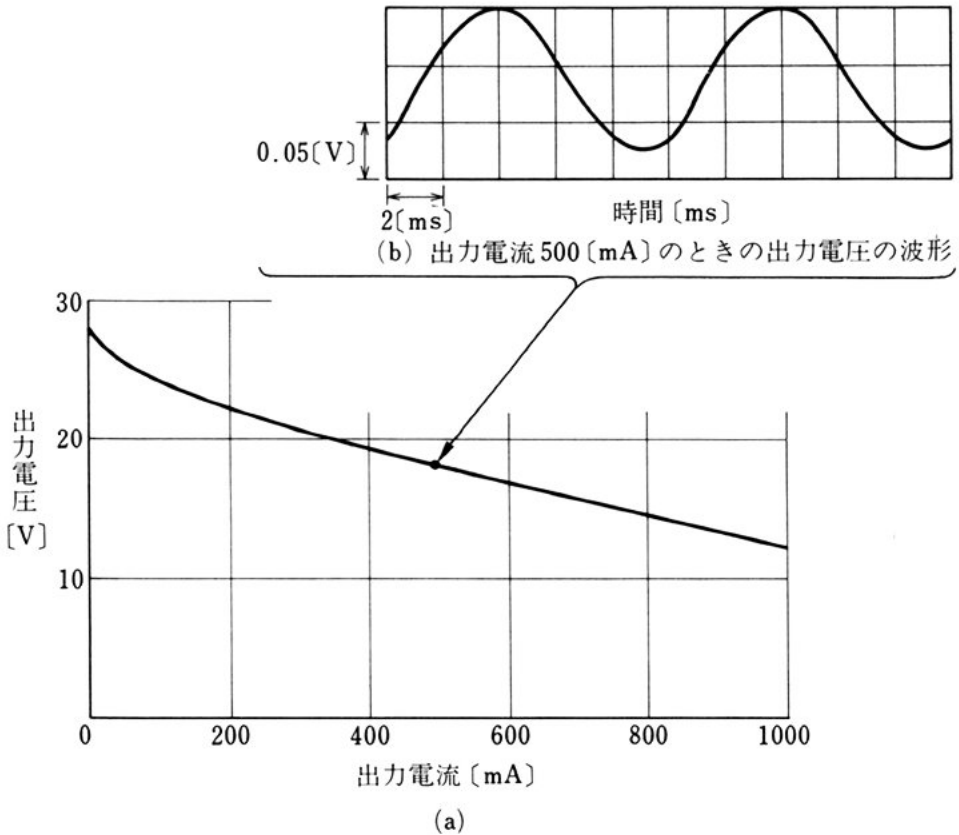



図 6-12　出力特性と波形

てしまう。したがって，ラジオなどで音量が大きく変わると，そのたびに負荷電流も変わり，出力電圧も変わってしまう。そのため出力回路としては，電圧の変動のできるだけ小さいものが望ましい。

この出力電圧の変動の割合を示すものを**電圧変動率**という。無負荷時（出力電流=0）の出力電圧を V_O，負荷接続時の出力電圧を V_L とすれば，電圧変動率 δ は，次のようにあらわされる。

$$\delta=\frac{V_O-V_L}{V_L}\times 100\,〔\%〕 \qquad (6-1)$$

問 4.　図6-12(a)のグラフから，出力電流500〔mA〕のときの電圧変動率を求めよ。

2. リプル百分率

図6－12(b)のように，どんなに平滑回路をよくしても，交流を整流して直流を得ている以上，どうしても出力側に，交流分が残ってしまう。この出力に残っている交流分（**リプル**という）を小さくするためには，できるだけ大きな容量のコンデンサや，自己インダクタンスの大きなチョークコイルを用いればよいが，経済的にも，形が大きくなることからも限度がある。出力電圧の中にどのくらいの交流分が含まれているかをあらわすのが**リプル百分率**である。交流分のピークからピークまでの電圧を ΔV_{P-P}[①]，直流電圧を V とすれば，リプル百分率 γ は，次のようにあらわされる。

$$\gamma=\frac{\Delta V_{P-P}}{V}\times 100\,〔\%〕 \qquad (6-2)$$

問 5. 図6－12(b)の波形からリプル百分率を求めよ。

3. 整 流 効 率

入力の交流電力のうち，どのくらいの割合が，出力の直流電力に変えられるかを**整流効率**という。入力交流電力を P_{in}，出力直流電力を P_o とすると，整流効率は，次のようにあらわされる。

$$\eta=\frac{P_o}{P_{in}}\times 100\,〔\%〕 \qquad (6-3)$$

① 交流の実効値を用いて計算する場合もあるが，リプルの波形は，図6－12(b)のようにほとんどが正弦波でないため，実効値が測定しにくい。そのため，ピークからピークまでの電圧 V_{P-P} を用いる場合が一般的である。また，実効値を用いて計算した理論的なリプル百分率は，平滑回路がないとすると，抵抗負荷の場合，半波整流では約121〔%〕，全波整流では約48〔%〕である。

4. 安定化回路

トランジスタやICの発達に伴い，電源の安定化がひじょうに容易になってきた。そのため，最近の電源では，そのほとんどが安定化回路を用い，よりよい直流電圧を得ている。ここでは，安定化の原理的な考え方と，簡単な実際の回路について，動作原理を学ぶ。

1. 安定化の原理

67ページで学んだように，電源回路の出力電圧は，負荷側で使う電流の大きさによって変動する。そこで，出力電圧の変動を，負荷側で使う電流の大小にかかわらず少なくするためには，変圧器・ダイオード・チョークコイルなどの電源の内部インピーダンスを，できるだけ小さくすればよいことになる。しかし，変圧器やその他のものの内部インピーダンスを0にすることはできない。そこで，次のような出力電圧の安定化法が用いられている。

(1) 並列制御

図6-13(a)のように，電源回路の出力端子の間に可変抵抗VRを入れ，この抵抗の値を，負荷に流れる電流の変化に対応させて変え，可変抵抗に流れる電流と，負荷に流れる電流の合計が，つねに一定になるようにする。このようにすれば，電源回路の内部抵抗ρに流れる電流は一定になり，この部分による電圧降下も変化がなく，したがって，出力電圧は安定になる。この方法を**並列制御**という。

(2) 直列制御

図6-13(b)のように，電源回路と負荷との間に直列に可変抵抗VRを入れ，電源回路の内部抵抗による電圧降下と，可変抵抗による電

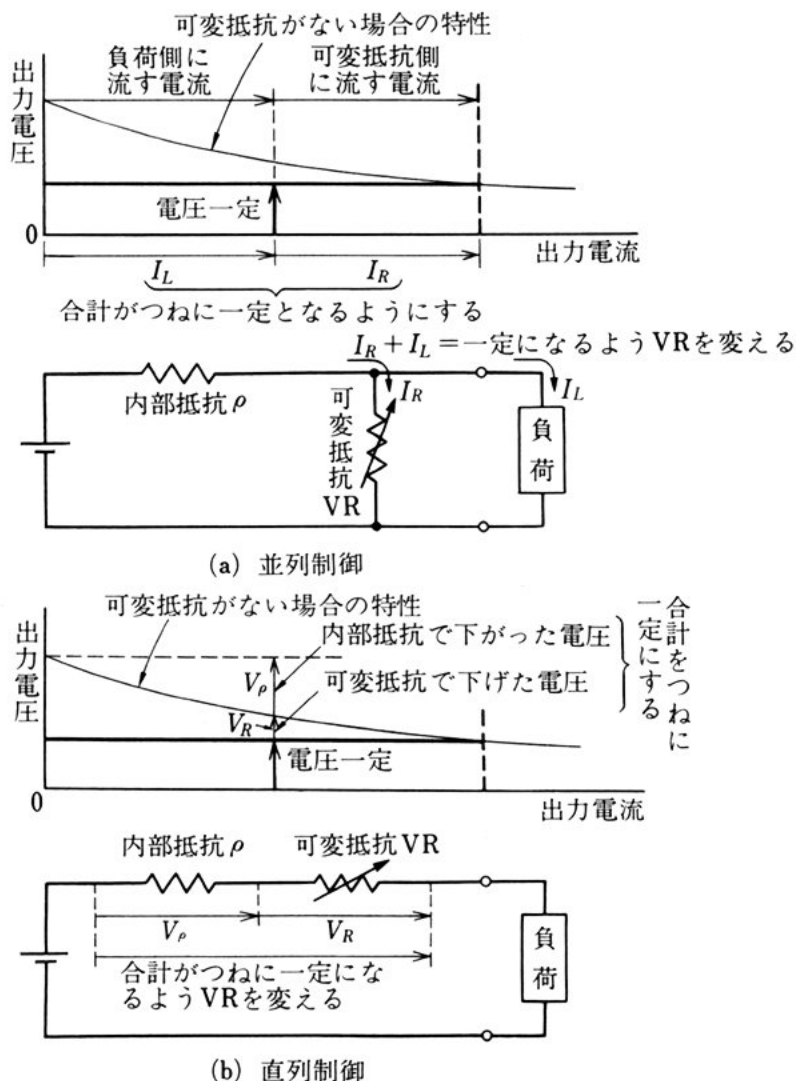



図 6-13 電圧安定化の原理

圧降下の合計が，つねに一定になるようにする。このようにすれば，出力端子には電源側の起電力から，その分だけ下がった一定の電圧が得られる。この方法を**直列制御**という。

実際の回路では，出力側の変化に応じて，可変抵抗のつまみを手で動かすことはたいへんなので，可変抵抗のかわりに，トランジスタや IC などを用い，その内部抵抗を電気的に変化させることによって，出力電圧の安定化をはかっている。

2. 並列制御回路

並列制御形の安定化回路は，第1章で学んだ定電圧ダイオード(ツェナーダイオード)を用いて簡単につくることができる。図6-15は，図6-14の特性を利用した回路例である。この回路は負荷の電流が少ない回路の安定化によく用いられる。ツェナー電圧の値は，3〔V〕から数十ボルトくらいまでのものがつくられている。

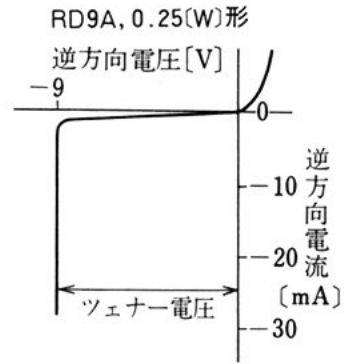



図 6-14 定電圧ダイオードの特性

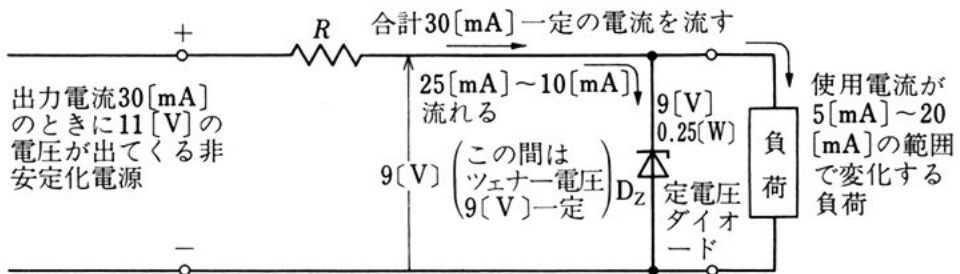
なお，ふつうのダイオードに順方向に電圧を加えたときも，シリコンダイオードでは0.6〔V〕くらい，ゲルマニウムダイオードでは0.2〔V〕くらいから急に電流が流れ出すので，3〔V〕以下の定電圧が必要なときには，これらのダイオードをいくつか直列に接続することによって，安定化された電圧をつくり出すこともできる。

Rの値の決め方 30〔mA〕の電流が流れたとき，11〔V〕−9〔V〕=2〔V〕電圧降下させればよいから　$R=V/I \fallingdotseq 66.7$〔Ω〕

図 6-15 定電圧ダイオードによる安定化回路の例

3. 直列制御回路

(1) トランジスタを用いた安定化回路の原理

トランジスタは，すでに学んだように，コレクタ・エミッタ間の

電圧に関係なしに，図6－16のように，ベースに流れ込む電流（または，ベース・エミッタ間の電圧）によって，コレクタ・エミッタ間を流れる電流を変えることができる。

このことは，ベース電流（またはベース・エミッタ間の電圧）によって，トランジスタの内部抵抗が変えられるということである。

図 6－16　トランジスタの内部抵抗

この性質を利用して，トランジスタのベース・エミッタ間に，制御信号を加えることによって，トランジスタの内部抵抗を，図6－13(b)の可変抵抗のかわりとして用いることができるはずである。この考え方に基づいて回路を考えると，図6－17(a)のようになる。この回路では，トランジスタのベース電圧は電池を用いることによって一定となっているので，出力電圧が変化すれば，トランジスタのエミッタ電圧が変化する。したがって，出力電圧の変化は，トランジスタのベース・エミッタ間の電圧の変化として，トランジスタに加えられることに

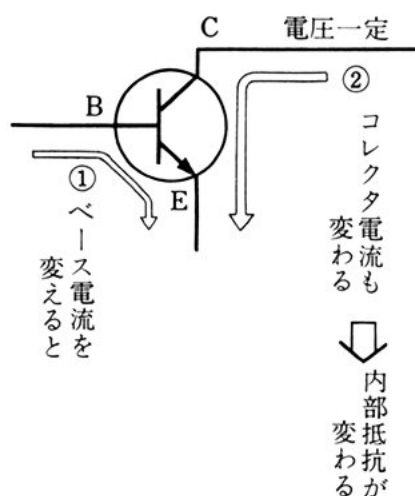
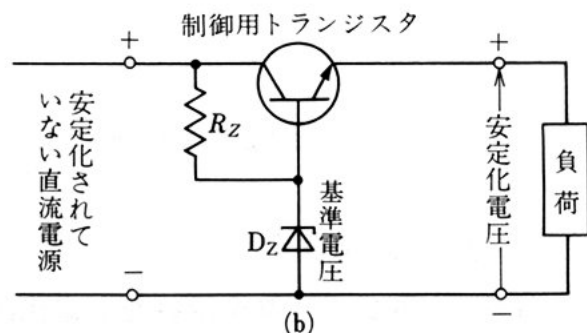
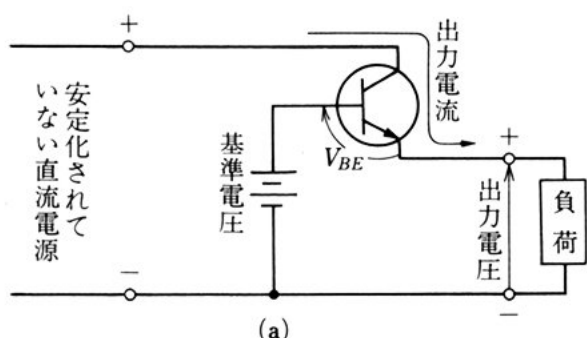



図 6－17　原理的な安定化回路（直列制御）

なる。

図(a)の回路の動作を説明すると，次のようになる。

① 何らかの理由で，出力電圧，すなわち，エミッタ電圧が下がったとすると，

② ベース電圧は，電池で一定になっているので，ベース・エミッタ間の電圧 V_{BE} が大きくなる。

③ そのため，ベースに流れ込む電流が増加し，

④ コレクタ電流，すなわち出力電流も増加する。

⑤ これは，トランジスタの内部抵抗が減少したことであるので，

⑥ 出力電圧は上昇し，結局，出力電圧はつねに一定に保たれる。

シリコントランジスタでは，ふつうベース・エミッタ間の電圧 V_{BE} は0.6〔V〕くらいであるから，図(a)からもわかるように，出力電圧は，基準になる電池の電圧より0.6〔V〕くらい低い電圧となる。

また，電池のかわりに，一般には並列制御回路のところで学んだ定電圧ダイオードの定電圧特性を利用して，図(b)のような回路を用いる。

なお，図(b)の R_Z は，定電圧ダイオードに定電圧特性をもたせるのに必要な電流を流すために接続されているものである。

（2） 出力電圧可変形の直列制御安定化回路

図6-17(b)の回路では，出力電圧は安定化され，負荷側で使う電流の多少にかかわらず一定電圧となるが，その電圧はいつでも基準電圧から V_{BE} を引いたもので，任意に変えることはできない。そこで，出力電圧も変えられ，かつ，より安定化した回路として，主として図6-17の基準電圧の部分にくふうを加えた，図6-18のような回路が使われている。図(a)は原理図で，図(b)は回路例である。

どのような経過で出力電圧が安定になるのか，図(b)について順

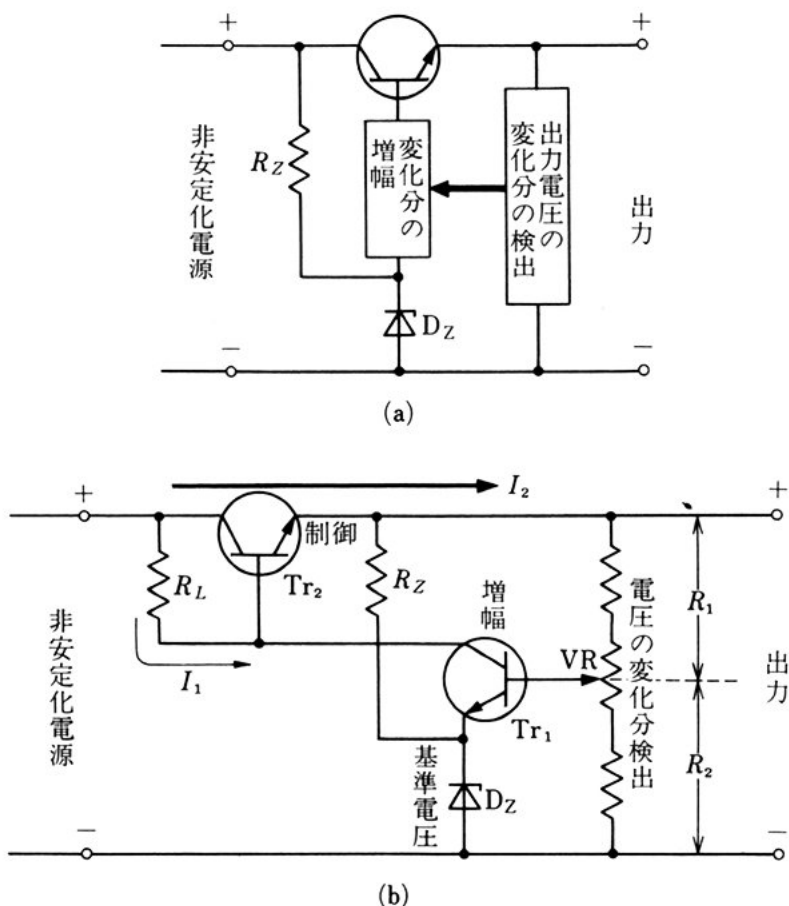



図 6-18　出力電圧可変形の安定化電源

を追って説明すると,

① かりに，何かの理由で出力電圧が低下したとする。

② Tr_1 のベース電圧も $R_1 : R_2$ の分圧比に応じて低くなる。

③ ところが，Tr_1 のエミッタ電圧は，定電圧ダイオード D_Z によって，一定電圧におさえられているので，Tr_1 のベース・エミッタ間の電圧は小さくなり，

④ Tr_1 のベース電流は減少する。

⑤ したがって，Tr_1 のコレクタ電流が減少し I_1 も減少する。

⑥ その結果，R_L の両端の電圧降下も小さくなり，

⑦ Tr_2 のベース電圧は上昇し，Tr_2 のベース・エミッタ間の電

圧は大きくなる。

⑧ そこで，Tr_2 のベース電流は増加し，

⑨ Tr_2 のコレクタ電流 I_2 も増加する。

⑩ これは Tr_2 の内部抵抗が小さくなったことを意味し，出力電圧を上昇させることになり，出力電圧は一定となる。

実際の回路では，この他に過大電流が流れたときに，トランジスタを保護する回路や，出力電圧・出力電流を見るための，計器などのついているものが多い。

(3) 三端子レギュレータ

出力電流が 1〔A〕程度で，出力電圧も，たとえば 9〔V〕一定というように，可変にする必要のない場合には，安定化回路だけを図 6-19 (a) のように IC 化した，**三端子レギュレータ**とよばれる回路があり，IC の外側に数個の部品を接続するだけで，簡単に図 (b) のような安定化電源をつくることができる。この IC は，出力電圧・電流ともに各種のものが生産されている。

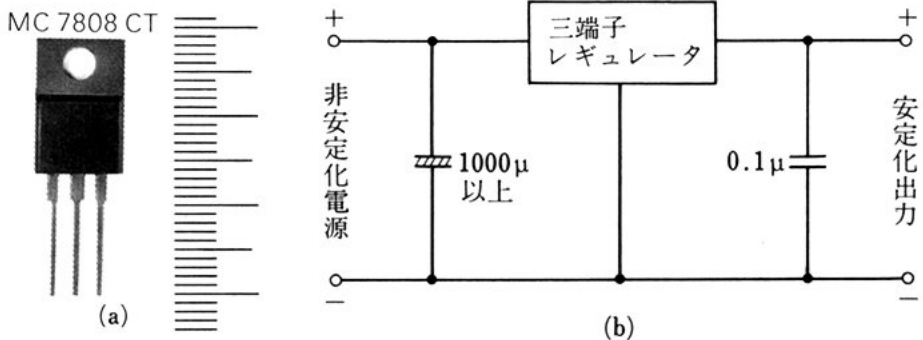



図 6-19 三端子レギュレータ

問 6. 図 6-18 (b) の回路で，出力電圧が上昇したときには，各部の電圧・電流はどのようになるか，本文にならって説明せよ。

問 7. 図 6-18 (b) の回路で，可変抵抗 VR のセンター端子を上のほうに動かすと，出力電圧はどのようになるか。順を追って説明せよ。

5.　その他の電源回路

ここでは，直流回路の負荷に流れる電流をオン・オフすることによって，出力電圧を制御するスイッチング電源回路と，交流回路の負荷に流れる電流をオン・オフすることによって，交流電力を制御するサイリスタ回路について学ぶ。

1.　スイッチング電源回路

いままで学んできた安定化電源は，並列制御形では，負荷と並列な抵抗（実際はトランジスタや定電圧ダイオード）に余分な電流を流し，また，直列制御形では，負荷と直列な抵抗に余分な電圧を負担させ，出力電圧の安定化をはかっている。

このような安定化電源は，負荷以外での電力の損失が大きく，並列制御形・直列制御形のどちらも，電源としての効率はあまりよくない。損失は発熱となって，空中に放出されるだけでなく（図6-20(a)），変圧部や整流部も，その分だけ余裕をもって，大きくつくら

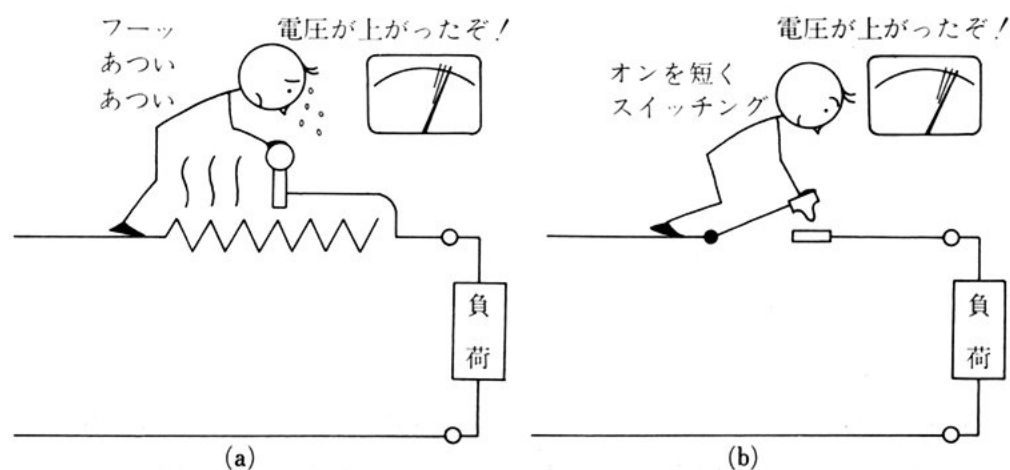



図 6-20　直列制御とスイッチング制御

なければならない。

そこで，図6-20(b)のように，回路の途中にスイッチを入れ，このスイッチをオン・オフすることを考えてみる。

図6-21(a)において，スイッチをオン・オフにする時間の比を変えてやれば，図(b)のように，その平均出力電圧を変えることができる。このように，スイッチをオン・オフすることによって，出力電圧を制御する方法を**スイッチング制御**といい，この考え方に基づいてつくられたのが，スイッチング電源回路である。

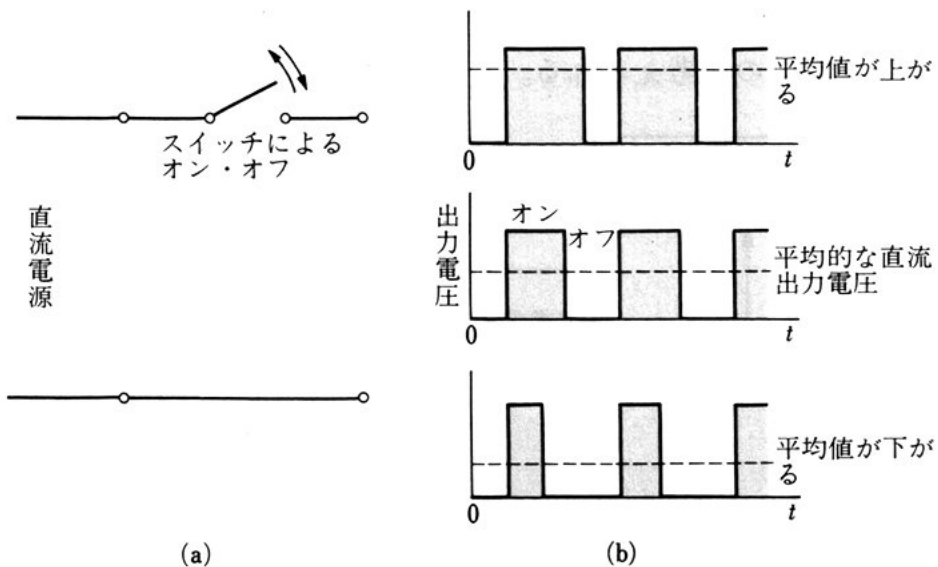



図 6-21　スイッチングによる出力電圧

(1)　トランジスタのスイッチング作用と出力波形の平滑化

スイッチング電源回路のスイッチには，第5章で学んだように，トランジスタがそのスイッチング作用を利用して用いられている。

しかし，出力波形は図6-21(b)に示すような方形波であり，平滑しないと使えない。平滑にはチョークコイルとコンデンサが必要である。コイルのインピーダンスは，周波数に比例し($X_L=2\pi fL$〔Ω〕)，コンデンサでは反比例($X_C=1/2\pi fC$〔Ω〕)するから，高速でスイッ

チングして方形波の周波数を高くすれば，それだけチョークコイルもコンデンサも，小さなものですむことになる。

実際に使われているスイッチング電源のスイッチングの周波数は，20〔kHz〕前後かそれ以上で，全波整流の脈動電流の100〔Hz〕（または120〔Hz〕），半波整流の50〔Hz〕（または60〔Hz〕）に比べ，十分に高いため，平滑回路のチョークコイルのインダクタンスとコンデンサの容量も小さくでき，また，十分な平滑作用が期待できる。

（2） スイッチング電源回路の構成

いままで学んできたことを考えながら回路を構成すると，図6-22のようなものが考えられる。

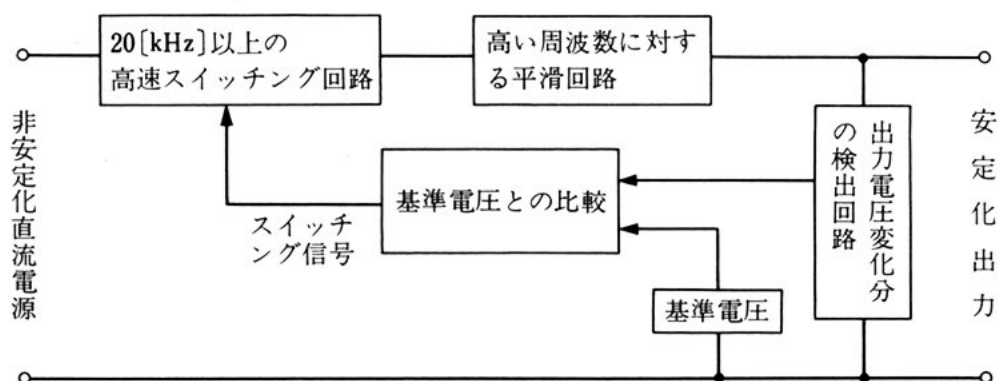



図 6-22 スイッチング電源回路の構成

実際のスイッチング電源回路では，スイッチングの場所，安定化の方法などで，いろいろの回路構成が考えられているが，比較的簡単な図6-23のチョッパ形の動作原理について学ぶ。

（a） スイッチング素子　ベースに加えられる電圧によって，コレクタ電流をオン・オフ（チョッピング）制御するトランジスタである。

（b） コンパレータ（比較回路）　出力電圧変化検出部で検出された電圧と，基準電圧を比べて，たとえば検出電圧が基準電圧より

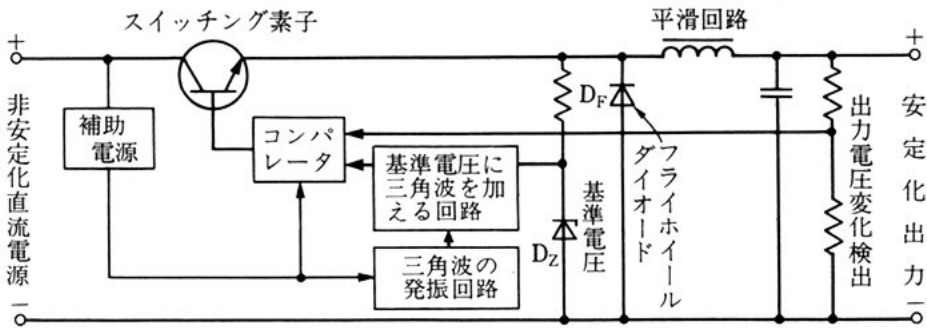



図 6-23　チョッパ形安定化電源

低いときには，+の電圧を出力する回路で，ふつうICが用いられている。

（c）　**三角波の発振回路**　　コンパレータが，出力電圧変化検出部で検出された電圧と，基準電圧を比べる場合，その差が少なくなると比較ができなくなってしまう（不感帯①）。そこで，一方の電圧に三角波を重ねてやれば，電圧の差が強調され，容易に比較できることになる。そのための三角波をつくり出すのがこの発振回路で，図6-23では三角波は基準電圧側に加えられている。なお，この三角波の周波数が，スイッチングの速さになるので，周波数はスイッチング素子が応答できる範囲内で，高くなるように決められている。

（d）　**補助電源**　　コンパレータ，三角波の発振回路などを安定に動作させるための安定化電源で，三端子レギュレータなどが用いられている。

（e）　**フライホイールダイオード**　　図6-24に示すスイッチング回路の平滑において，

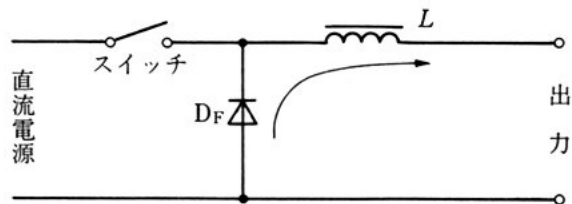



図 6-24　フライホイールダイオードのはたらき

① 158ページ参照。

スイッチがオンのときは，出力電流はスイッチを通して流れるので，ダイオード D_F は何のはたらきもしないが，オフのときには，L にたくわえられていた電磁エネルギーにより，図の矢印のように出力電流が流れる。これは，はずみ車と同じようなはたらきをしていることになるので，このダイオードのことを，フライホイールダイオードという。

(3) 回路全体の動作

(2)で学んだ各部の動作をまとめると，チョッパ形安定化電源の動作は，次のようになる。

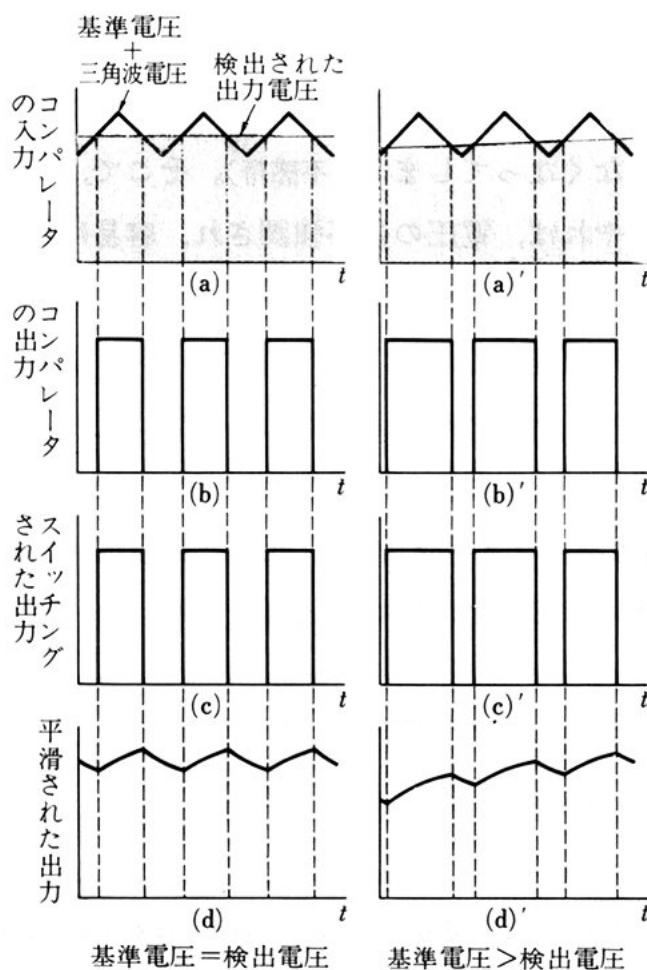



図 6-25　各部の出力

① 何かの理由で，出力電圧が低下したとする。

② 検出部の電圧も，それとともに下がる（図6－25(a)→図(a)′）。

③ そのためコンパレータの出力が，＋になっている時間が長くなる（図(b)→図(b)′）。

④ この信号がスイッチング用トランジスタのベースに加えられるため，トランジスタがオンになっている時間も長くなり，その出力も図(c)′のようになる。

⑤ したがって，平滑された出力電圧も図(d)′のように高くなっていく。

⑥ 出力電圧検出部で検出される電圧も，これに従って高くなるので，やがて図(a)の状態になり，出力電圧は図(d)のようにある範囲内で一定となる。

このスイッチング電源は，いままで学んできたことからもわかるように，余分な電圧や電流を，抵抗（トランジスタ）などで熱として発散させる必要がないため，直列（または並列）制御形の安定化電源に比べ，効率がよく80〔%〕くらいになる。したがって，発熱も少ない。しかも変圧用電源トランスをはじめとして，整流用ダイオード・出力制御用トランジスタ・平滑用コイルおよびコンデンサなども小形にできるため，全体としての大きさも，同じくらいの能力をもつ直列制御形安定化電源に比べて小さくすることができる（56ページ写真参照）。

しかし，高い周波数のパルスを用いて制御しているため，外からのノイズの影響，外へのノイズの漏れなどに注意しなければならず，また補助電源回路が別に必要であるなど，回路的にも複雑になっている。

問 8. 図6－23の回路で，出力電圧が高くなったらどうなるか。図6－

25と同じように作図して考えよ。

2. サイリスタ回路

サイリスタにはいろいろの種類のものがあるが，ここでは最も基本的な **SCR** (sillicon-controlled-rectifier) について学ぶ。

（1） SCR の構造と動作

SCR の構造は,「電気基礎」で学んだように p 形・n 形・p 形・n 形と4つの層からつくられている（図6-26(a)）。そして，図のようにp 形・p 形・n 形から電極を引き出し，順にアノード・ゲート・カソードとしてある。

これを別の形で書くと，図(b)のようにpnp形のトランジスタと，npn形のトランジスタを接続したものと考えることができる。

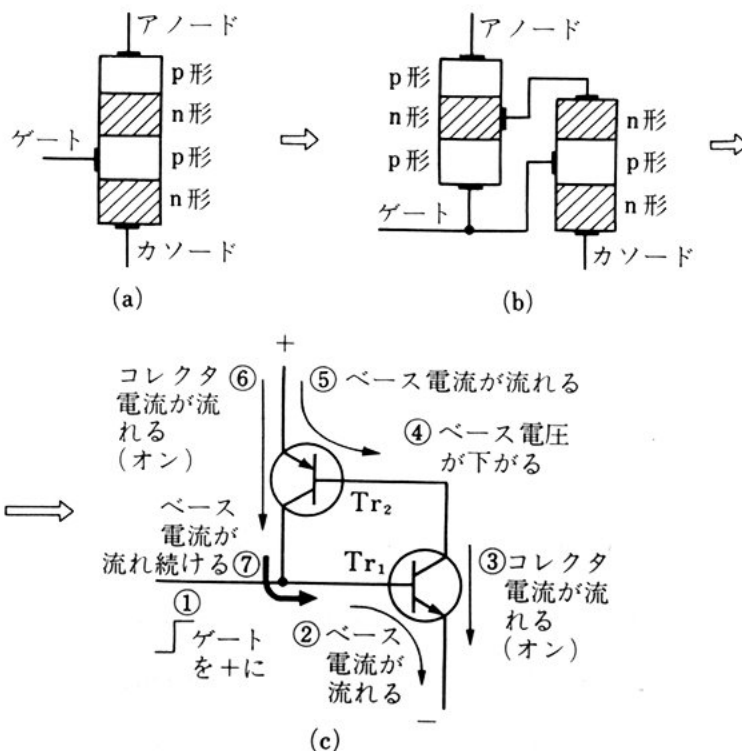



図 6-26 SCR の構造と動作

アノードに＋の電圧を，カソードに－の電圧を加えても，ゲートに電圧を加えない限り，どちらのトランジスタにも，電流は流れない。図(b)を図(c)のように2つのトランジスタとして，その動作を考えると，次のようになる。

① ゲートに＋の電圧を加えると，

② Tr_1 は npn 形であるから，ベース電流が流れる。

③ Tr_1 のコレクタ電流も流れて，Tr_1 はオンになる。

④ そのため，Tr_1 のコレクタすなわち Tr_2 のベース電圧は，Tr_2 のエミッタ電圧に比べて低くなる。

⑤ Tr_2 は pnp 形であるから，Tr_2 にベース電流が流れる。

⑥ この結果，Tr_2 のコレクタ電流も流れ，Tr_2 はオンになる。

⑦ この Tr_2 のコレクタ電流は，Tr_1 のベース電流として，Tr_1 に流れ込むので，この後はゲートに＋の信号がなくても，Tr_1 はオンの状態を保ち，したがって，Tr_2 もオンの状態になっている。

すなわち，SCR はアノードに＋，カソードに－の電圧を加えておいて（このままでは，電流は流れない），ゲートに＋の信号（1〔V〕くらいのパルス）を与えると導通し，電流がアノード・カソード間に流れる。なお，アノード・カソード間の電圧が逆になると，それぞれのトランジスタのベース・エミッタ間に，逆方向電圧が加えられるため，電流は流れない（図6-27）。

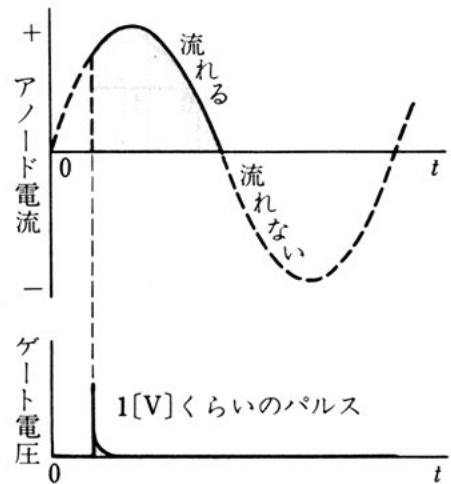



図 6-27　SCRの電流

（2） SCRによる電力の制御

SCRを用いて電力を制御することができる。図6－28(a)のような回路について考えてみる。

SCRのゲートには，抵抗で分圧された交流電圧が加えられている。したがって，図(b)のように，ある時刻 t_1, t_2 になると，ゲートにはSCRを導通させることのできる電圧が加わり，SCRは導通して，図(c)のように負荷に電流が流れ，電力が供給される。しかし，電源は交流であるので，逆方向バイアスになれば電流は流れなくなり，図(c)のアミ線で示したような電流が，負荷には供給されることになる。可変抵抗VRの位置を動かせば，SCRを導通にする時

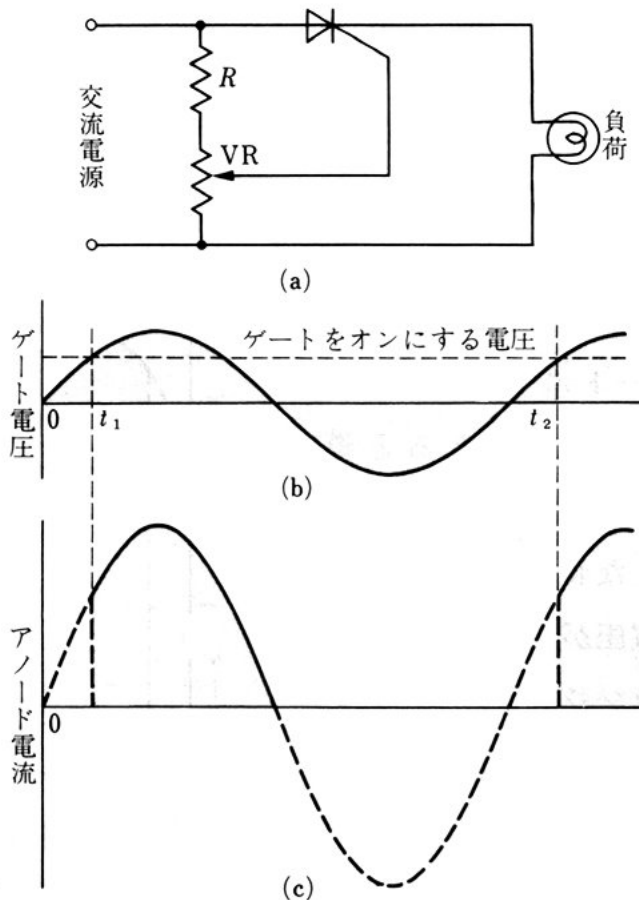



図6－28 SCRによる制御

刻 t_1, t_2 も動かすことができるので，負荷に供給する電流が制御できることになる。

このようにして，負荷に流れる電流を制御し，負荷の電力を変えることができる。図(a)では，可変抵抗 VR によって電球の明るさを変化できる。

問 9. 図 6－28(a)[①] の可変抵抗 VR を下のほうに動かすと，負荷の電球の明かるさは，どう変わるか。

問 10. 図 6－29 のように，SCR を2個逆向きに接続したら，負荷にはどのような電流が流れるか考えよ。

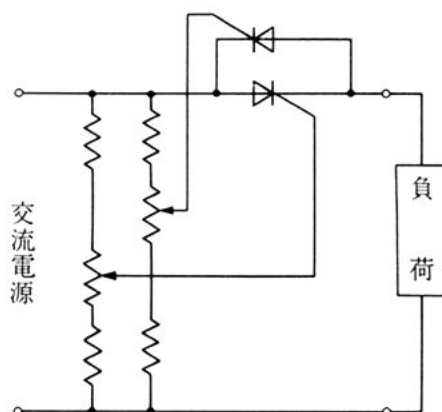



図 6－29

3. 電源回路の IC 化

電源回路の IC 化を考えてみると，次のような問題が出てくる。

1) 比較的大電流を扱っているため，細い線が使えない。
2) 発熱を伴う場合が多く，放熱処理が問題となる。
3) 変圧器やチョークコイルのような鉄心入りの大形コイルの IC 化がむずかしい。
4) 平滑のために用いる大容量のコンデンサの IC 化がむずかしい。

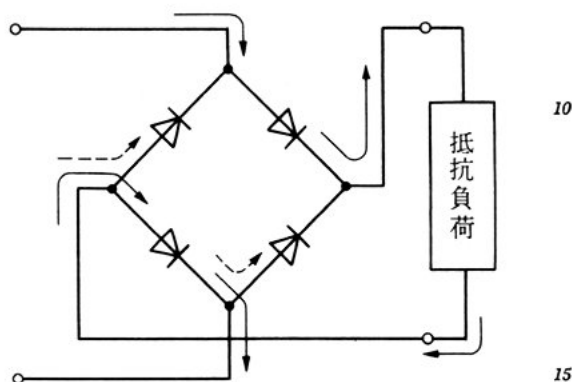
① 図 6－28(a) および図 6－29 は，SCR の動作を考えるための参考図であって，ゲートに信号を加えると，ゲートに電流が流れ続けて，ゲートの逆耐電圧をこえて逆方向電圧が加わったり，定格平均ゲート損失をこえてゲート電流が流れ続けたりして，SCR が破損するおそれがある。したがって，実際には，ゲートに短時間しかパルスが加わらないよう，回路をくふうしなければならない。

これらのことからわかるように，電源回路全体はIC化がしにくい。そのため，現在IC化が進められているのは，基準電圧部，変化分の比較および増幅部，制御部などに限られ，小さなものについては，前に学んだ三端子レギュレータなどがあげられる。また，少し大きなものになると，IC化された部品と，ふつうの部品を組み合わせて，1つのケースにおさめたハイブリッド回路などがつくられている。

問　　題

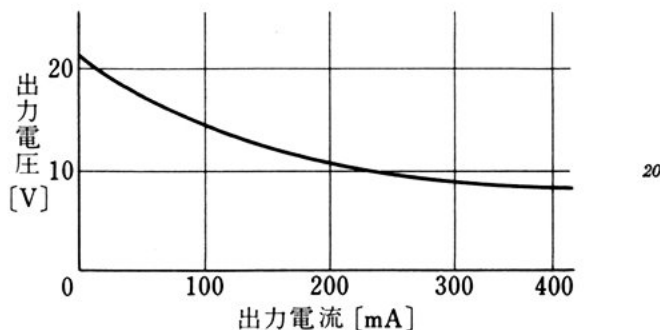
1. 図6-30は，図6-5(c)と同じ図であるが，この回路において，なぜ電流は実線のように流れ，破線の方向には流れないかを説明せよ。

図 6-30

2. 図6-31は，まだ安定化されていない，ある直流電源の出力電圧-出力電流の特性曲線図である。

この図を用いて，以下の問に答えよ。

(a) 出力電流200〔mA〕のときの電圧変動率を求めよ。

図 6-31

(b) この電源を用いて，図6-15のような定電圧ダイオードを用いた安定化電源回路を，次のような順序でつくることを考えてみよ。

1) まず，各自の家にある小さなトランジスタラジオまたは小形の電

子計算機の電源電圧・最小消費電流・最大消費電流を，テスタなどを用いて測定せよ。

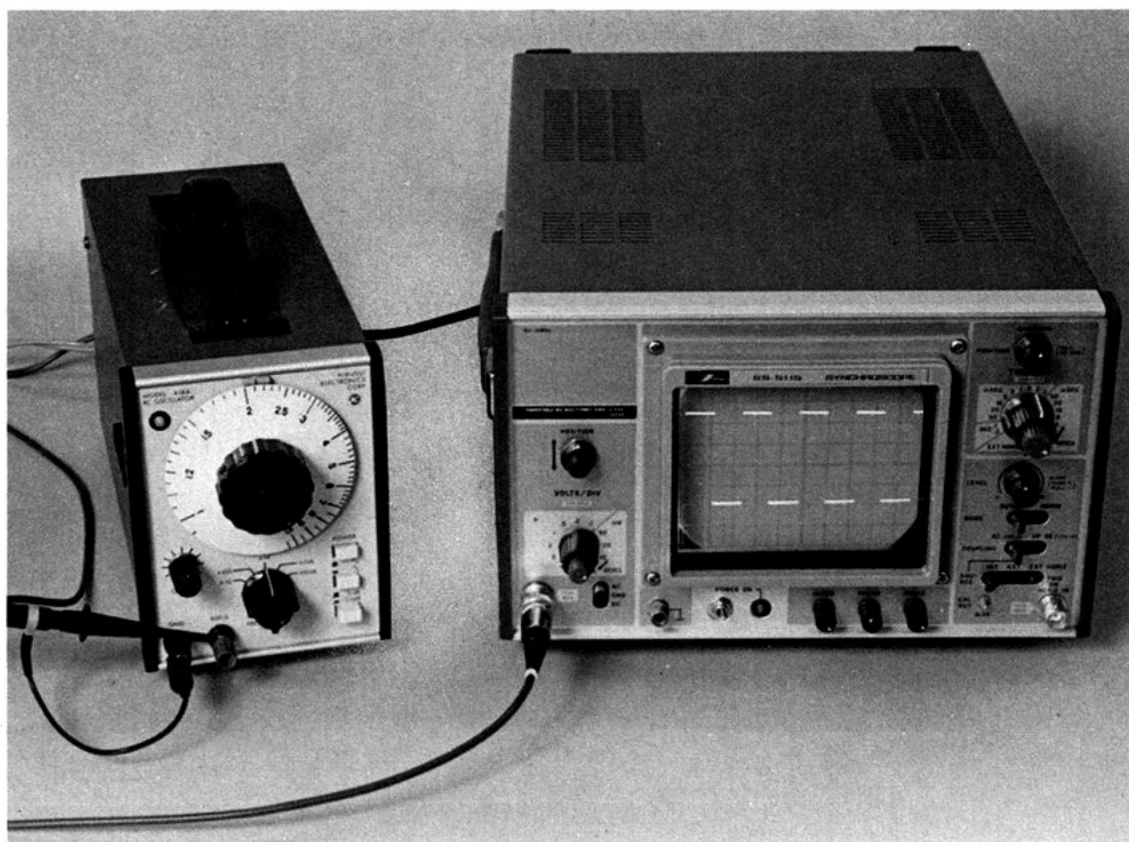
2）次に使用する定電圧ダイオードを下の中から選べ。

RD 6 A　ツェナー電圧 6〔V〕0.25〔W〕形
5
RD 9 A　ツェナー電圧 9〔V〕0.25〔W〕形

RD 6 B　ツェナー電圧 6〔V〕1〔W〕形

RD 9 B　ツェナー電圧 9〔V〕1〔W〕形

3）図 6-15 にならって，先に測定したラジオ または電子計算機の安定化回路を設計せよ。

10
3． 図 6-23 で，三角波を出力電圧検出側に加えた場合，回路全体が正しくはたらき出力電圧が安定化するためには，コンパレータの出力がどのようでなければならないか考えよ。

電子計測

左にあるパルス電圧発生器の出力電圧を，右にあるオシロスコープで測定中の写真である(111～117ページ参照)。

電子計測技術は，日進月歩の電子技術をささえる重要な技術である。科目「電気基礎」で直流・低周波の電圧・電流，インピーダンスなどの電気的な量の測定法について学んだ。

ここでは，その測定技術を高い周波数領域に利用して各種の量を測定し，また，時々刻刻変化する電子現象を記録するには，どのようにしたらよいかについて学ぶ。

さらに，温度や速度などの電気以外の量を測定する方法について学ぶ。

測定した値を直読できるディジタルテスタである。

1. 計測と計測誤差

電気的な量や電気以外の諸量を正しく計測するためには，その計測の目的に適した計測器を正しく用いることがたいせつである。また，得られた値にはいろいろな誤差が含まれる。これらについては，すでに学んだことであるが，重要なことであるから，はじめにこのことについて復習しよう。 5

1. 計 測

ある量をはかるということは，はかろうとする量が単位となる量（単位量）の何倍であるかを決めることであり，これを**計測**という。たとえば，電圧計で電池の電圧をはかり，1.5〔V〕と読み取ったとする。これは，1〔V〕という単位量の1.5倍であると電圧計の目盛を読み取ったわけである。 10

いろいろな電気的な量をトランジスタなどの電子素子を利用して

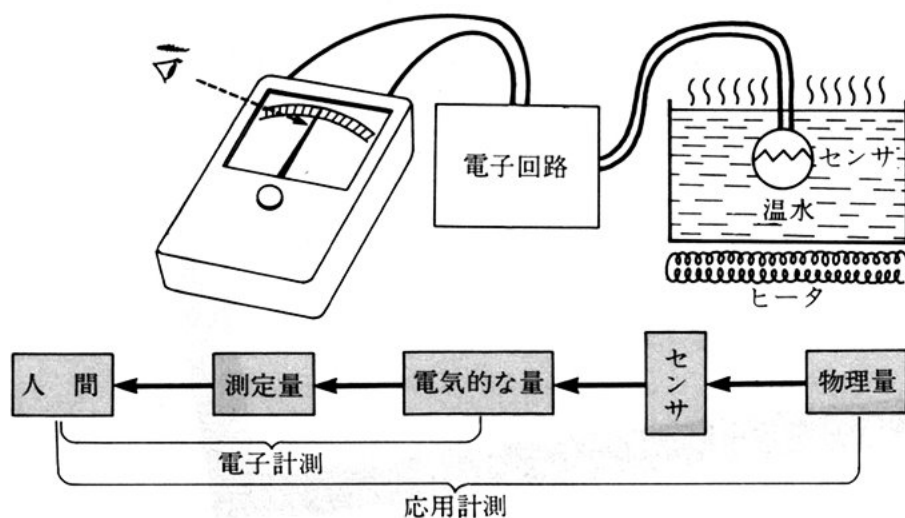



図 7-1 電子計測と応用計測

計測することを**電子計測**という。また，電気的な量以外の，たとえば温度や速度などの物理量は，これをあとで学ぶセンサなどを使って電気的な量に変換して計測する。これを**応用計測**という。図7-1は，電子計測と応用計測の関係を示したものである。

2. 計測誤差

電圧計や電流計などの電気計器を用いて，電気的な量を測定する場合，実際に測定した値には，次のような読み誤りや計器の誤差がある。

1) 図7-2のように，測定者が目盛を読み違えたり，計器を正しく取り扱わなかったための誤り
2) 計器が正しく指示しないための誤差

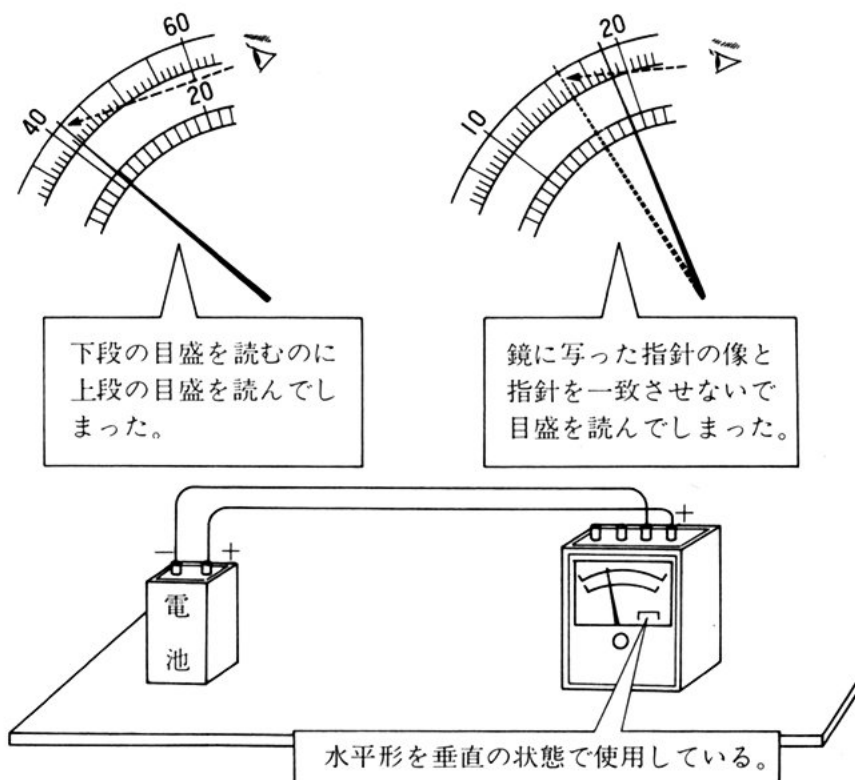



図 7-2　読み誤りと計器を正しく取り扱わなかった場合

電気計器は，許される誤差の大きさによって階級がつけられている。電圧計や電流計などは，表7-1のように，0.2級，0.5級，1.0級，1.5級，2.5級などとよばれる。たとえば，0.5級の計器は，誤差が全目盛で，最大目盛の ±0.5〔%〕以下であることを示すものと約束されている。

表 7-1　計器の階級別許容差と用途

階　級	許　容　差	用　途
0.2 級	±0.2	実験室・標準室での精密測定や計器試験などで副標準器として用いる。
0.5 級	±0.5	一般精密測定に用いられる。 携帯用精密計器
1.0 級	±1.0	小形携帯用計器 大形配電盤用計器
1.5 級	±1.5	一般工業用計器
2.5 級	±2.5	一般の配電盤用計器

問 1.　0.5級，最大目盛30〔mA〕の電流計で電流を測定した。指針が20〔mA〕を指示した場合，真の値は（　）〔mA〕～（　）〔mA〕の範囲にあると考えられる。（　）内に数値を記入せよ。

2. 高 周 波 計 測

すでに直流や低周波の範囲で，電圧・電流などの電気的な量を測定する方法を学んだ。この測定法を高周波の範囲で利用するにはどのようにしたらよいであろうか。ここでは，高周波における電流・電圧・電力などの測定について学ぶ。

1. 高　周　波

交流の周波数は，図7-3のように広い範囲にわたっている。とくに周波数が高くなると，周波数ではなく波長であらわすことが多い。高周波とは図に示すような周波数範囲をいう。

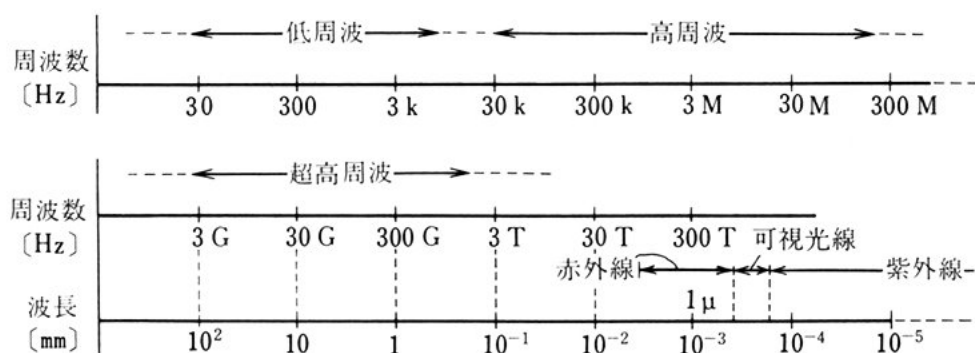



図 7-3 周 波 数 と 波 長

2. 表皮効果・漂遊容量・漂遊インダクタンス

抵抗・コンデンサ・コイルなどの回路素子は，高周波になると，次に学ぶ表皮効果・漂遊（ひょうゆう）容量・漂遊インダクタンスのため，純粋な抵抗だけ，静電容量だけ，インダクタンスだけの素子は存在しなくなる。

高周波計測を行う場合，これらを考慮し，誤差ができるだけ小さ

くなるようにくふうしなければならない。

(1) 表皮効果による抵抗の増大

図7-4は，ある銅線の抵抗値が周波数によって変化する様子を示したものである。周波数が10〔kHz〕くらいまでは，直流の抵抗値と大差ないが，それ以上の周波数ではしだいに増大する。

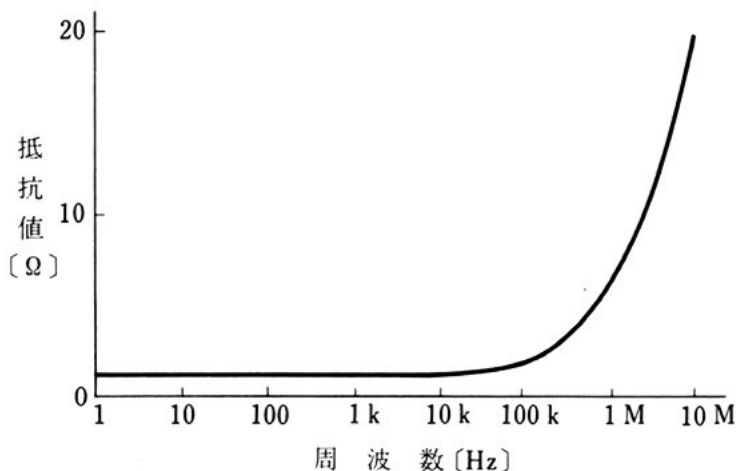



図7-4 周波数と抵抗値の関係

図7-5(a)は，導体に流れる交流電流i〔A〕とそのまわりに生ずる磁束Φ〔Wb〕を示している。この磁束は交流電流とともに変化し，すでに学んだレンツの法則によって，電流iの増減を妨げるような向きの電圧を発生させる。この電圧は導体の中央部ほど大きい。したがって，高周波になると，導体内の電流密度は図(b)に示すように，中央部より周辺部（表皮部）のほうが大きくなる。この現象を**表皮効果**という。

すでに学んだように，断面積A〔m²〕，長さl〔m〕，抵抗率ρ〔Ω・m〕の導体の直流抵抗R〔Ω〕は，

$$R=\rho\frac{l}{A} \qquad (7-1)$$

であらわすことができる。

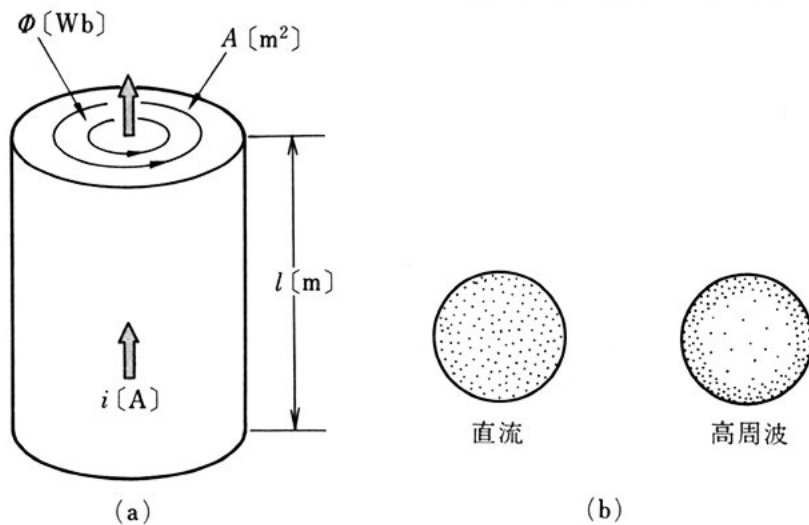



図 7-5 表皮効果

表皮効果があると，電流が流れる部分の面積は小さくなり，式(7-1) の A が小さくなることに相当する。したがって，導体の抵抗が大きくなる。この抵抗を**実効抵抗**という。

高周波回路では，表皮効果による影響を少なくするため，表面に絶縁被膜をつけた細い導線をよりあわせてつくったリッツ線が用いられる。

問 2. 表皮効果とは何か。簡単に説明せよ。

（2） コイルの漂遊容量

図 7-6 (a) はボビンに導線を巻いたコイルである。導線相互の間は接近しているので，図のような静電容量が一様に分布していると

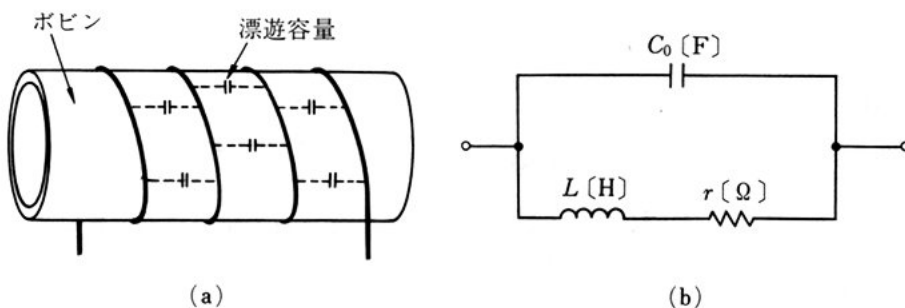



図 7-6 コイルの漂遊容量と等価回路

考えられる。これを**漂遊容量**という。

この漂遊容量をまとめて C_0〔F〕とあらわし，表皮効果を考えた導線の実効抵抗を r〔Ω〕とすると，コイルの等価回路は図(b)のようになり，純粋なインダクタンス L〔H〕だけでなく，高周波では抵抗分・容量分があらわれる。

（3） 導線の漂遊インダクタンス

まっすぐな1本の導線に電流が流れると磁界ができる。図7-7(a)は導線に電流 i〔A〕を流したとき，そのまわりに磁束 Φ〔Wb〕が発生しているところを示している。磁束が発生するということは，導線がインダクタンスをもつと考えられ，高周波になるとこのインダクタンスの影響は無視できなくなる。図(b)は導線の等価回路で，インダクタンス L〔H〕を**漂遊インダクタンス**という。

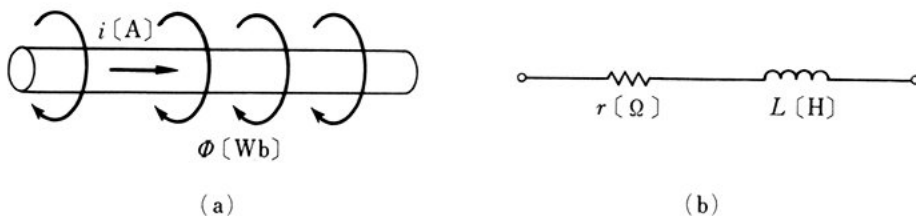



図 7-7 導線の漂遊インダクタンスと等価回路

（4） コンデンサの誘電体損失

コンデンサの電極間には，ふつう誘電体がはいっており，この誘電体は，高周波になると電力損失を生じる。これを**誘電体損失**という。誘電体損失は，等価的な抵抗 R〔Ω〕であらわすことができるので，コンデンサの等価回路を示すと，図7-8のようになる。

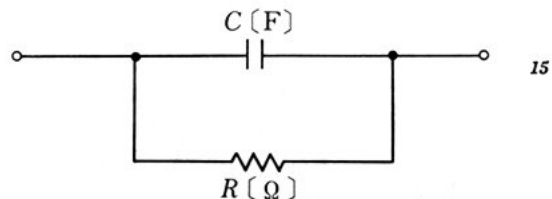



図 7-8 コンデンサの等価回路

3. 高周波電流の測定

図7-9は，高周波電流を可動鉄片形・熱電形・整流形の電流計で測定する場合を示したものである。これらの電流計の周波数による指示の違いを調べると，図7-10のように，高い周波数になると必ずしも正しい指示をしなくなる。

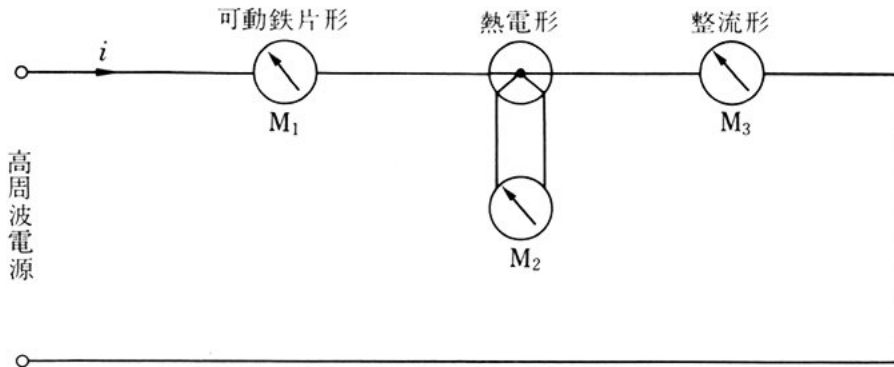



図 7-9 各種電流計による高周波電流の測定

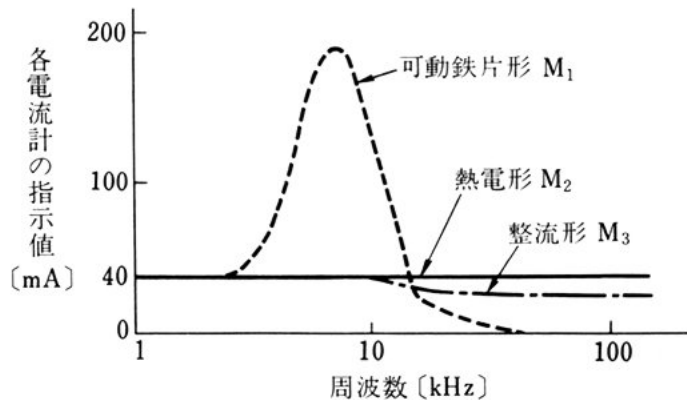



図 7-10 各種電流計の周波数特性例 (i=40〔mA〕)

可動鉄片形は，周波数が高くなると，固定コイルのインピーダンスの増大，コイルの漂遊容量，鉄片のヒステリシス損，うず電流損などのため誤差が生じる。

整流形は，周波数が高くなると，高周波電流の整流に用いている整流素子の特性がわるくなり，誤差が生じる。

熱電形は，かなり高い周波数まで平らな特性をもつので，高周波電流の測定に広く用いられている。

（1） 熱 電 電 流 計

熱電電流計は図7－11のように，熱電対部と可動コイル形計器部とからできている。

電熱線（抵抗線）に電流が流れると，電熱線は加熱され，ゼーベック効果によって直流電圧が発生する。この直流電圧を可動コイル形計器で指示させる。しかし，ひじょうに高い周波数では，表皮効果のため電熱線の実効抵抗が大きくなり，誤差を生ずる。

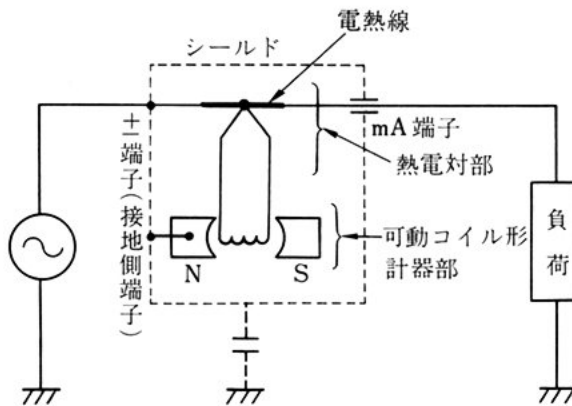



図 7－11　熱電電流計の原理

（2） 熱電電流計の取り扱い

高周波電流を測定する場合には，図7－12に示す電流計と大地との間の漂遊容量 C_0 を考慮しなければならない。図(a)に示すように，電流計の接地側に負荷を接続すると，漂遊容量 C_0 を通して高周波電流が流れる。そのため，電熱線に流れる電流が負荷に流れる電流より大きくなり，電熱線の温度は余分に上昇し，その分だけ指示は大きくなる。この場合，図(b)のように接続すれば，漂遊容量 C_0 を流れる電流は電熱線を通ることなく，正しい測定ができる。

熱電電流計で測定できる周波数範囲は 0～100〔MHz〕である。

（a）

（b）

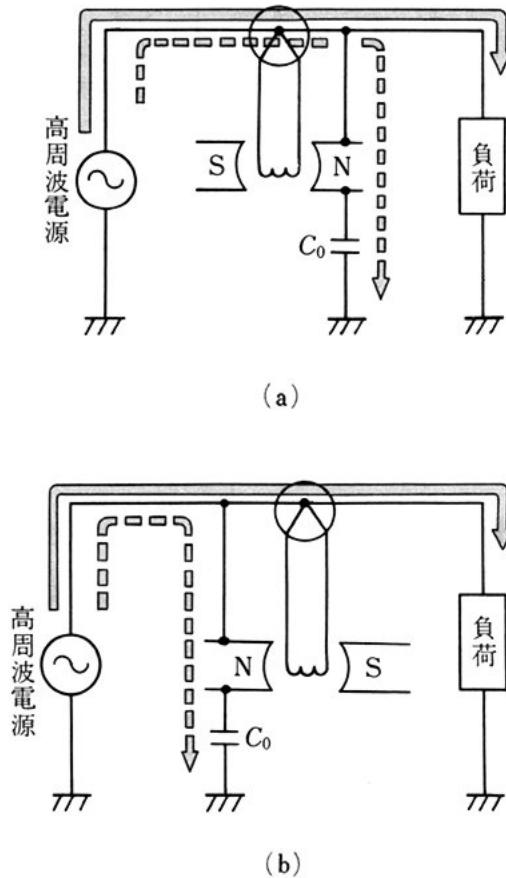



図 7－12　熱電電流計の接続の方法

4．高周波電圧の測定

ここでは，広く用いられている電子電圧計について学ぶ。

（1）電子電圧計の構成

5　電子電圧計は，高周波電圧を整流して直流電圧に変換し，可動コイル形計器で読み取るものであるが，その回路構成から，図 7－13のように分けられる。図(a)は，広帯域形で，かなり高い周波数まで電圧を測定でき，**P 形電子電圧計**とよばれる。図(b)は，広帯域形ではないが，感度がよく，0.1〔mV〕程度の微小な電圧を測定でき，

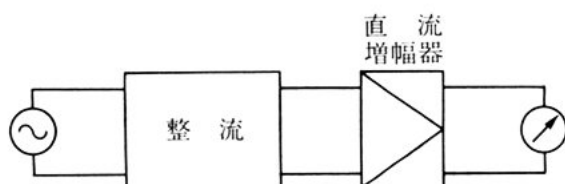
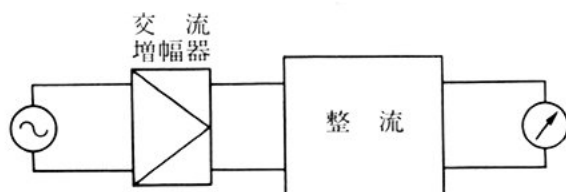
10　**ミリボルト計**とよばれる。

(a) 整流して増幅する方法

(b) 増幅して整流する方法

図 7-13　電子電圧計

(2) 電子電圧計の原理

図7-14は電子電圧計の原理図である。測定端子1-2間に交流電圧が加わり，端子1が+，端子2が−のときだけ，ダイオードDに電流が流れ，コンデンサC_1は実線のように流れる電流によって充電される。端子1が−，端子2が+のとき，コンデンサC_2は破線のように流れる電流によって充電されると同時に，コンデンサC_1の充電電荷は破線のように放電する。この電流によって，抵抗R_2, R_3の両端に直流電圧があらわれる。この電圧は，測定端子の交流電圧の大きさに比例するので，これを直流増幅器で増幅し，可動コイル形計器を動作させる。この形の電子電圧計は，入力交流電圧の波高

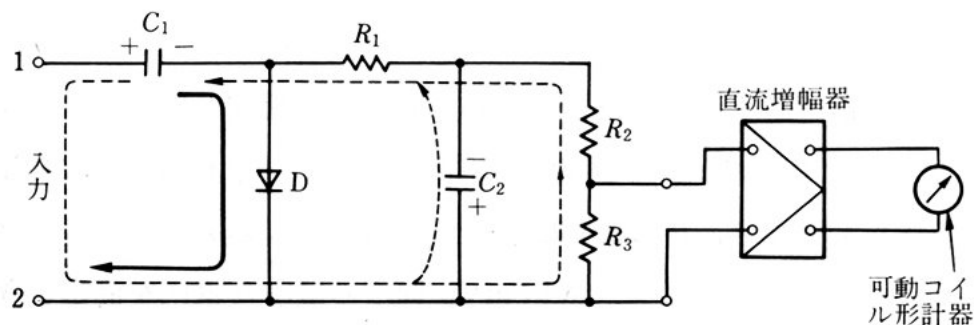



図 7-14　電子電圧計の原理図

値（ピーク値）を指示するので，P形とよばれる。

P形電子電圧計は，交流を整流して増幅するため，高い周波数まで電圧を測定できるのに対し，ミリボルト計は，交流増幅器を用いるため，第2章で学んだように，交流増幅器の周波数特性によって，あまり高い周波数まで電圧を測定できない。

（3） 電子電圧計の取り扱い

1） 目盛は正弦波の実効値で目盛ってあるので，正弦波以外の波形をもつ入力では誤差が生ずることに注意する。

2） 周波数が高くなると，リード線の漂遊インダクタンスと漂遊容量による共振回路ができ，その共振周波数付近で指示が大きくなる(正の誤差)。これを**共振誤差**という。この誤差を防ぐためにはプローブを使用する。

電子電圧計の測定範囲は，P形の場合には10〔Hz〕~7000〔MHz〕，1〔V〕~300〔V〕，ミリボルト計の場合には5〔Hz〕~10〔MHz〕，0.1〔mV〕~300〔V〕である。

図7-15に電子電圧計の外観を示す。

図 7-15 電子電圧計の外観

問 3. P形電子電圧計では直流電圧は測定できない。なぜか。

5. 高周波電力の測定

高周波では，その周波数に応じていろいろな電力計や電力測定法が用いられているが，多くの場合，その電気エネルギーを熱エネルギーや光エネルギーに変換して測定する方法が行われている。

ここでは，高周波電力測定の一つの例として，擬似負荷法について学ぶ。

擬似負荷法　図7-16に電球を負荷とした擬似負荷法の原理を示す。はじめに，スイッチSを①側に倒し，高周波電力を電球に加えて点燈し，そのときの照度を照度計で測定する。次に，スイッチSを②側に切り換え，直流電力を電球に供給し，電球の明るさが前と同じになるように抵抗Rを調節する。

このときの電圧計の読みをV_d〔V〕，電流計の読みをI_d〔A〕とすれば，測定高周波電力P〔W〕は次式で求めることができる。

$$P=V_dI_d \qquad (7-2)$$

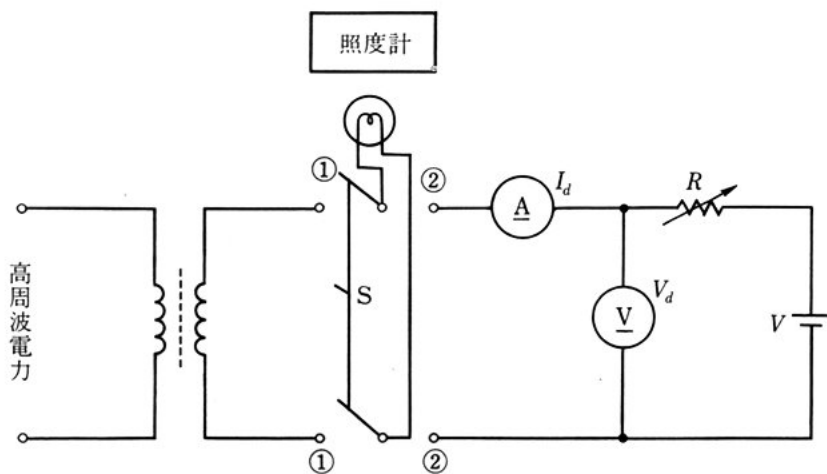



図 7-16　擬似負荷法による高周波電力測定の原理

6. 高周波インピーダンスの測定

高周波におけるインピーダンスの測定では，交流ブリッジ法や Q メータによる方法が用いられる。ここでは，広く用いられている Q メータについて学ぶ。

Q メータは，コイル L, コンデンサ C の共振現象を利用して素子の定数を容易に測定できるようにしたものである。取り扱いが簡単なので，50〔kHz〕～300〔MHz〕の周波数で，コイルの Q や各種のインピーダンスの測定などに広く利用されている。

図 7-17 は，Q メータの外観と原理を示しものである。

(a) 外 観

(b) Q メータの原理

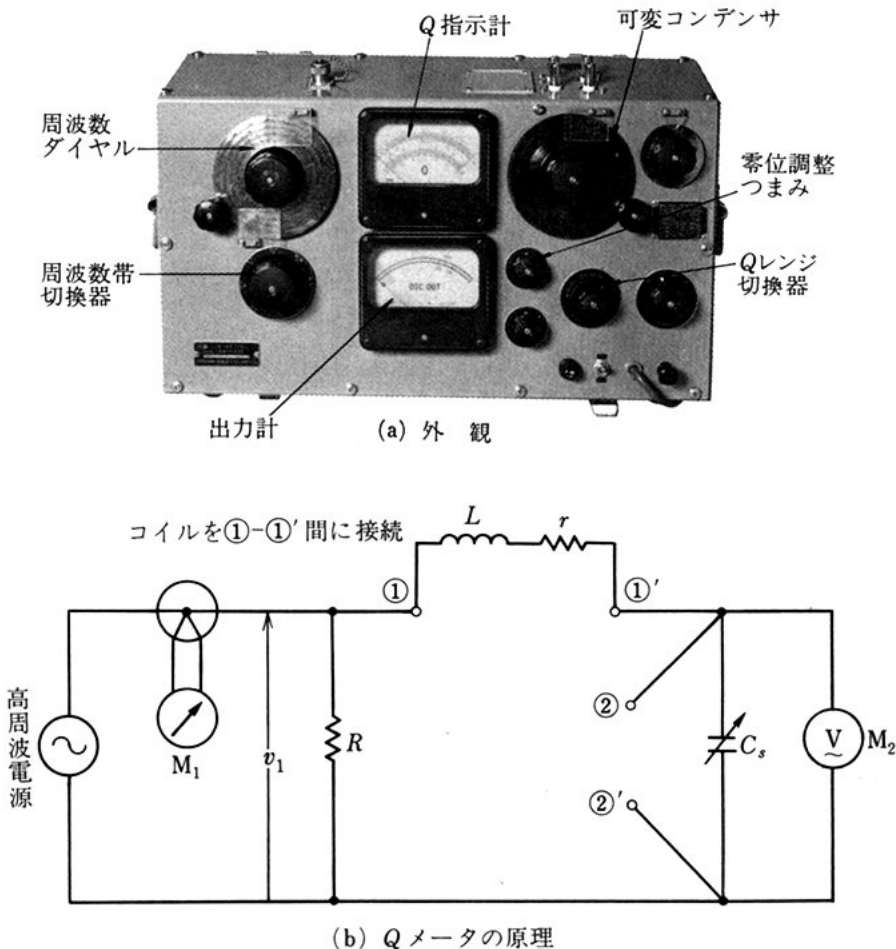



図 7-17 Q メ ー タ

(1)　Q の 測 定

図 7 - 17 (b) のように，測定したいコイルを ①-①′ 間に接続する。R は，きわめて低い値の抵抗であり，これと並列に接続される負荷に対して，R の端子電圧 v_1 は一定と考えられる。したがって，図 7 - 18 の回路に置き換えることができる。

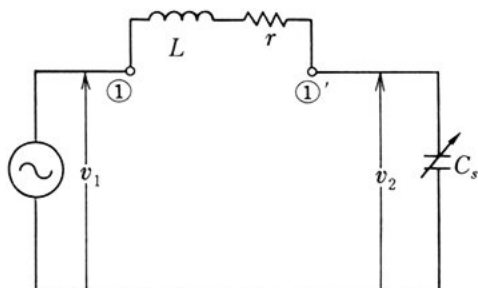



図 7 - 18　Q の測定原理

いま，可変コンデンサ C_s を調整してコイル（自己インダクタンス L〔H〕，抵抗 r〔Ω〕）と共振させる。角周波数 ω_0 で共振したとすれば，C_s の端子電圧 v_2 は，

$$v_2=\frac{v_1}{r}\cdot\frac{1}{\omega_0 C_s}=\frac{v_1}{r}\cdot\omega_0 L \qquad (7-3)$$

となる。したがって，

$$\frac{v_2}{v_1}=\frac{1}{r\omega_0 C_s}=\frac{\omega_0 L}{r}\Rightarrow Q \qquad (7-4)$$

式 (7 - 4) で v_1 が一定であるから，v_2 の指示を Q の値で目盛ることができる。

(2)　コイルのインダクタンスの測定

図 7 - 17 (b) のように，測定端子 ①-①′ にコイルを接続し，C_s を変化して共振をとる。このとき可変コンデンサ C_s の値を C_1〔F〕，周波数を f_1〔Hz〕（角周波数 ω_1）とすれば，コイルのインダクタンス L_x〔H〕は，次のように求めることができる。

$$\omega_1 L_x=\frac{1}{\omega_1 C_1}$$

$$\therefore\quad L_x=\frac{1}{\omega_1^2 C_1}=\frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_1} \qquad (7-5)$$

(3) コンデンサの静電容量の測定

(a) $C_x < C_{sm}$ の場合

測定するコンデンサの静電容量 C_x が，可変コンデンサ C_s の静電容量の最大値 C_{sm} (450〔pF〕程度）より小さいときには，次のようにして測定する。

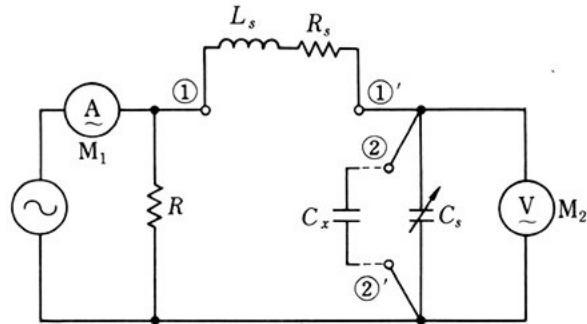



図 7-19　$C_x < C_{sm}$ のときの C_x の測定

図 7-19 のように，測定端子 ①-①′ に標準コイル（L_s〔H〕, R_s〔Ω〕）を接続し，共振をとり，このときの C_s の値 C_1〔F〕を求める。次に，測定端子 ②-②′ に C_x を接続し，ふたたび共振をとり，このときの C_s の値 C_2〔F〕を求める。この場合，次の関係式が成り立つ。

$$\omega L_s = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega(C_2 + C_x)}$$

上式の関係から，求める C_x〔F〕は，

$$C_1 = C_2 + C_x$$

$$\therefore \quad C_x = C_1 - C_2 \qquad (7-6)$$

として求められる。

(b) $C_x > C_{sm}$ の場合

はじめに，図 7-19 で C_x を接続しない状態で共振をとり，このときの C_s の値 C_1〔F〕を求める。次に，図 7-20 のように C_x

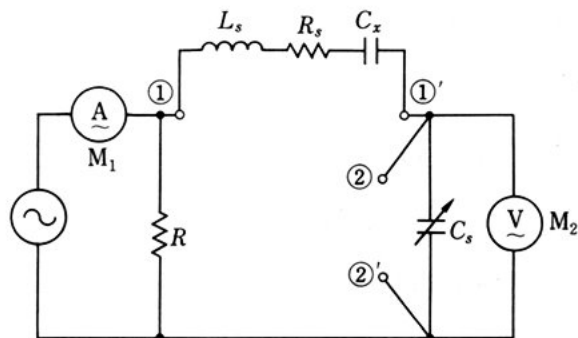



図 7-20　$C_x > C_{sm}$ のときの C_x の測定

を標準コイルと直列に接続して，ふたたび共振をとり，このときのC_sの値C_2〔F〕を求める。この場合，次の関係式が成り立つ。

$$\omega L_s=\frac{1}{\omega C_1}=\frac{1}{\omega\left(\dfrac{C_2C_x}{C_2+C_x}\right)}$$

上式の関係から，求めるC_x〔F〕は，次のようになる。

$$C_1=\frac{C_2C_x}{C_2+C_x}$$

$$\therefore\quad C_x=\frac{C_1C_2}{C_2-C_1} \qquad (7-7)$$

このように，Qメータを用いて，コイルのインダクタンスやコンデンサの静電容量を求めることができる。

7. 高い周波数の測定

高い周波数を測定する周波数計には，吸収形周波数計・ヘテロダイン周波数計・計数形周波数計（周波数カウンタ）などがある。また，リサジュー図形法といって，オシロスコープに描かれた図形から周波数を求める方法がある。

（1） 吸収形周波数計

図7-21は吸収形周波数計の原理図である。

図7-21のように，インダクタンスL〔H〕が分かっているコイルと，回転角度によって静電容量C〔F〕が変わるようになっている可変コンデンサを用いて，共

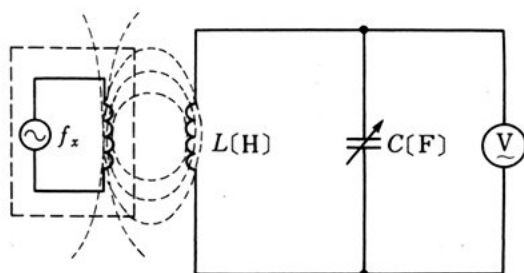



図7-21 吸収形周波数計の原理

振回路をつくる。いま，周波数をはかりたい高周波電源回路の磁界によってコイルに電圧を誘導し，可変コンデンサを変化して高周波用の電圧計Vの読みが最大になるようにする。このとき，測定周波数 f_x〔Hz〕は，LC 共振回路の共振周波数となり，次式で求めることができる。

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (7-8)$$

実際には，計算しないですむように，C の回転角度が周波数の直読目盛になっているものやグラフを利用するものがある。

吸収形周波数計の測定範囲は，100〔kHz〕～100〔MHz〕である。

<例題 1>

図 7－21 で $L=200$〔μH〕，$C=126.6$〔pF〕のとき共振した。周波数を求めよ。

解 $f_x = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{200\times10^{-6}\times126.6\times10^{-12}}} \fallingdotseq 10^6$〔Hz〕$=1$〔MHz〕

問 4. 図 7－21 の吸収形周波数計で $L=10$〔μH〕，$C=25$〔pF〕で共振した。このときの周波数を求めよ。

（2） ヘテロダイン周波数計

図 7－22 はヘテロダイン周波数計の原理を示したものである。測定したい周波数 f_x〔Hz〕と，標準可変周波数発振器の周波数 f_s〔Hz〕が等しくなるように f_s を変化し，f_s の値から f_x を求める。

f_s を変化すると，図 7－23 のように f_s と f_x の差の周波数の音が聞こえる。このような現象を**うなり（ビート）**という。$f_x=f_s$ のとき，音が聞こえなくなる。これを**零ビート**の状態という。零ビートの状態の周波数 f_s が測定したい周波数 f_x である。f_s は測定精度に関係するので，周波数精度のよい校正用水晶発振器の周波数 f_c と比べ

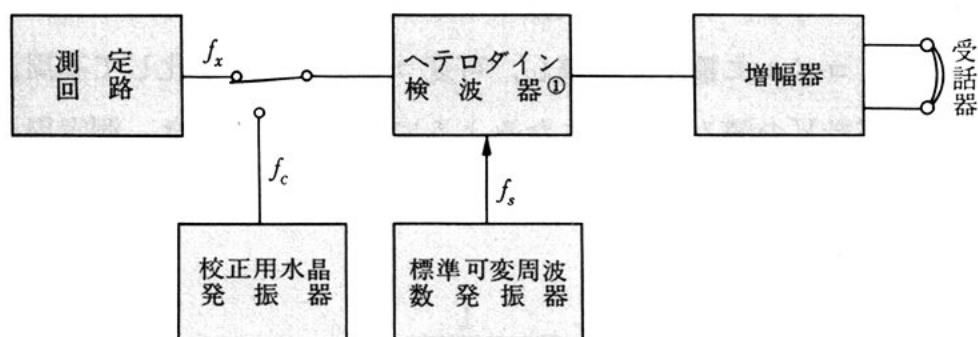



図 7-22　ヘテロダイン周波数計の原理

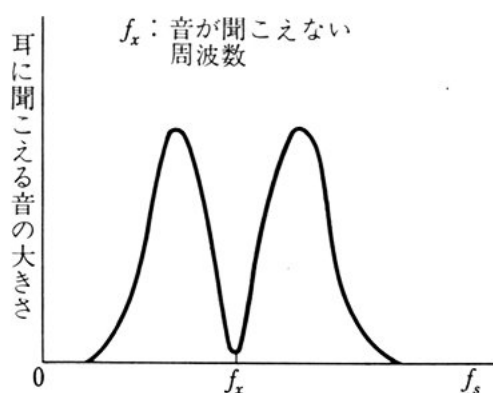



図 7-23　f_x と音の大きさの関係

て校正する。

ヘテロダイン周波数計の測定範囲は，100〔kHz〕～1 500〔MHz〕である。

(3)　リサジュー図形法による周波数の測定

図7-24のように，オシロスコープの垂直軸（Y 軸）に測定したい周波数 f_x〔Hz〕の電圧を，水平軸（X 軸）に標準周波数 f_s〔Hz〕の電圧を加えると，ブラウン管面には図7-25のようないろいろな図形があらわれる。これを**リサジュー図形**という。

リサジュー図形は，f_x と f_s の周波数比・位相差によって図7-

① ヘテロダイン検波とは，2つの周波数の差の周波数を取り出すことをいう。

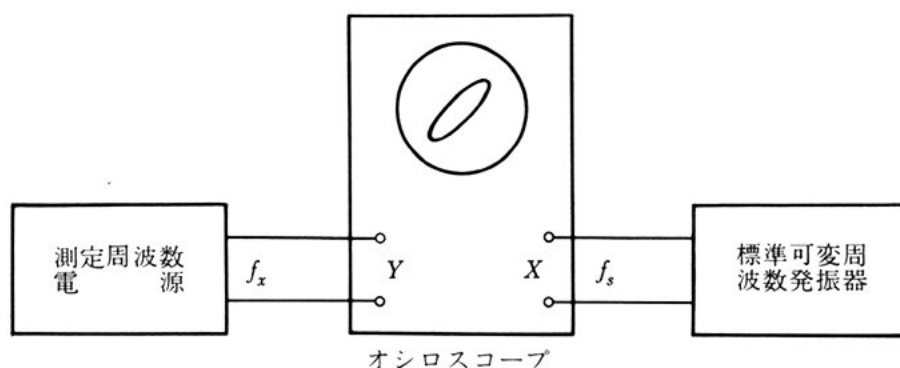



図 7-24　リサジュー図形法

25 のように，いろいろな形になる。ある決まった周波数比（ふつう 1：1）のリサジュー図形になるように，標準可変周波数発振器の周波数 f_s を調整すれば，その周波数ダイヤルの目盛から測定すべき周波数 f_x が読み取れる。

リサジュー図形法で測定できる周波数範囲は，5〔Hz〕～100〔kHz〕である。

位相差＼周波数比	1：1	2：1	3：1	3：2
0°				
45°				
90°				

図 7-25　リサジュー図形

なお，計数形周波数計（周波数カウンタ）については次節で学ぶ。

3. 電子計測機器

これまで，交流電圧や交流電流の値を知るためには，交流電圧計や交流電流計の指針を読み取ってきた。これらの値は，交流の実効値や波高値である場合が多い。交流電圧や交流電流は時々刻々変化するものであるが，その変化の様子（波形）を見ることはできないものであろうか。

また，電圧や電流を長時間にわたって自動的に記録したり，圧力や温度など電気以外の量を自動的に記録できるようにしたい。さらに，測定値を数字で表示できれば，読み取り誤差がなくなり便利である。

上のような願いを実現したものが，オシロスコープであり，自動平衡記録計・計数形周波数計（周波数カウンタ）（図7-26）である。

ここでは，これらの電子計測機器について学ぶ。

図 7-26 計数形周波数計

1. オシロスコープ

オシロスコープ（ブラウン管オシログラフ）は，電圧や電流の変化をブラウン管に表示する装置である。ここでは，オシロスコープの原理を中心に学ぶ。

（1） 電子線の偏向

図7-27において，点Sから点Pへ電子線が向かっているものとする。「電気基礎」で学んだように途中に平行電極を置き，図のような極性の電圧を加えると，

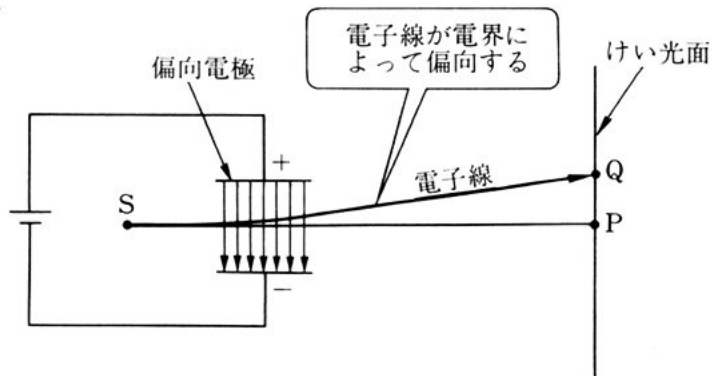



図 7-27 電子線の偏向

電極の間に矢印で示すような電界が発生する。電子線は，この電界による力を受けて曲がり，けい光面の点Qにあたり，その点を明るくする。また，電圧を変え電界の強さを変えることによって，点Qの位置を移動することができる。このように，電子線を振らせることを**偏向**といい，そのための電極を**偏向電極**という。

図7-28(a)は，偏向電極に正弦波電圧を加えたとき，けい光面に垂直な線があらわれているところを示している。このような偏向を**垂直偏向**という。

図(b)は，のこぎり波電圧を偏向電極に加えて，けい光面に水平な線を描いているところを示す。このような偏向を**水平偏向**という。

以上のように，2枚の電極を向かい合わせた偏向電極による偏向方法を**静電偏向**という。

偏向方式としてはこのほかに，コイルを使用して，その磁界を電

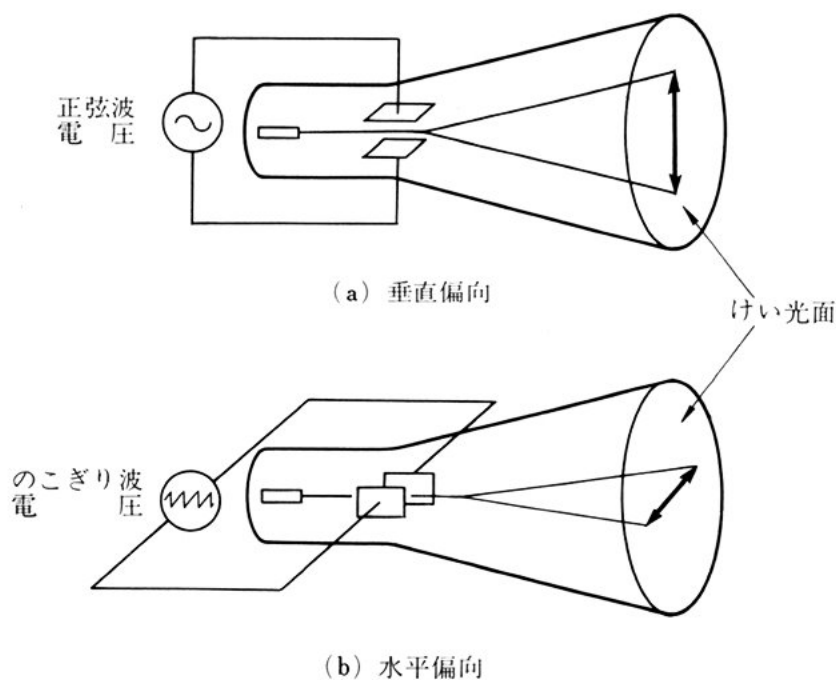



図 7-28　垂直偏向と水平偏向

子線に作用させて偏向する**電磁偏向**がある。電磁偏向はテレビジョン受像機に使われているが，高い周波数では正しい偏向ができなくなるため，オシロスコープには静電偏向方式が採用されている。

(2) 波 形 の 観 測

図7-29は，垂直と水平の2組の電極に，それぞれ正弦波電圧とのこぎり波電圧を加えたとき，けい光面に正弦波があらわれたところを示している。

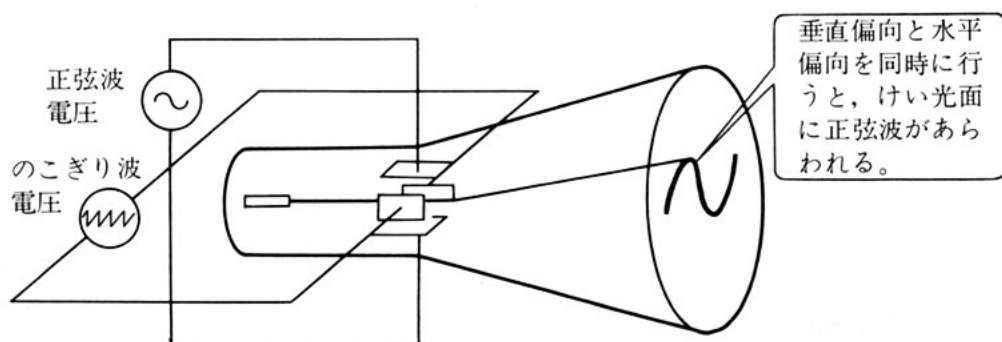



図 7-29　波 形 の 観 測

なぜ，正弦波を描くことができるのであろうか。図 7 - 30 によって調べてみよう。

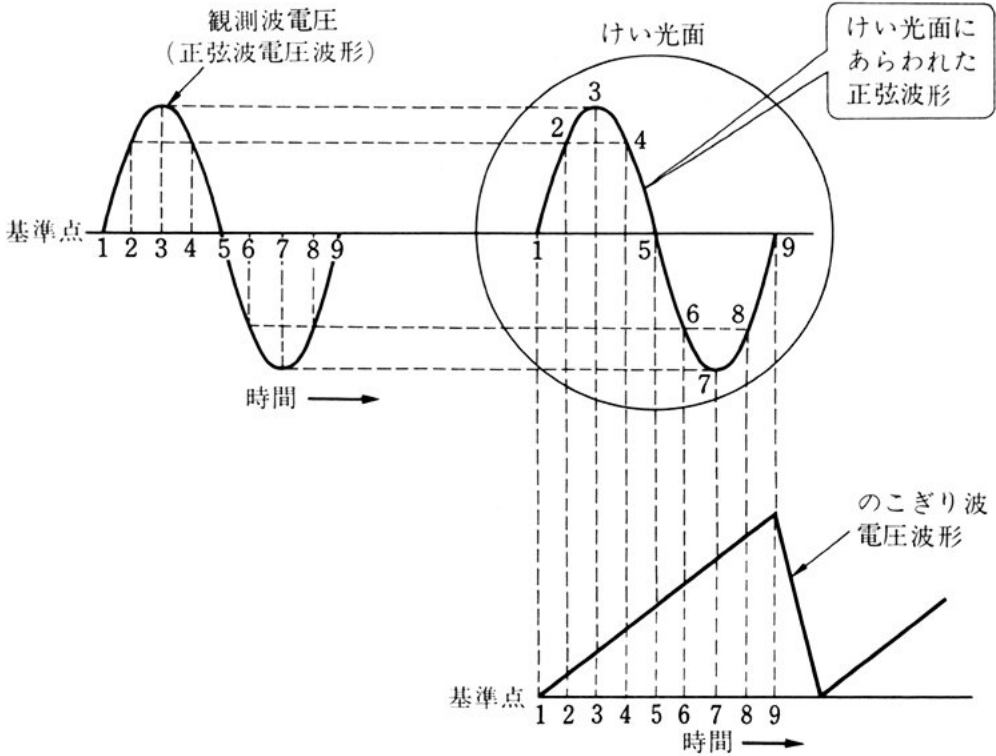



図 7 - 30　正弦波形の合成

けい光面の左側に示した正弦波電圧は電子線を垂直に偏向し，下側に示したのこぎり波電圧は電子線を水平に偏向する。

時刻 1 では，左側と下側の電圧は基準点であり，けい光面上も基準点（点 1）となる。次に時刻 2 では，左側の観測波電圧による垂直偏向量と，下側ののこぎり波電圧による水平偏向量を合成すると，けい光面上で点 2 となる。以下同じように，3, 4, 5, …, 9 となり，けい光面にはそれぞれの点に光点があらわれる。いま，9 個の点で考えたが，左側の正弦波電圧も下側ののこぎり波電圧も連続波形であるから，けい光面にも連続した正弦波形があらわれる。

(3)　同期をとる

垂直偏向電極に加える観測波形の周期と，のこぎり波の周期との

間にずれがある場合，図7－31のように，いくつもの波形があらわれる。オシロスコープで波形を観測するには，けい光面上に観測波形を静止させる必要がある。そのためには，観測波形の周期とのこぎり波の周期を一致させなければならない。このことを**同期をとる**という。

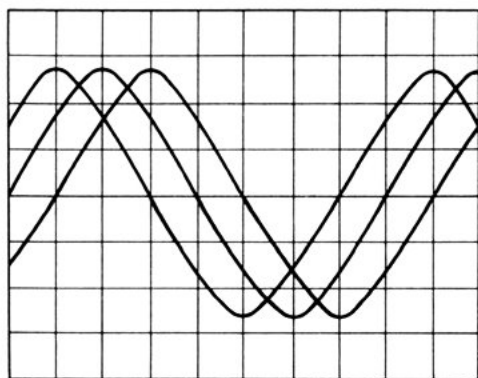



図 7－31　同期のとれていない波形

図7－32にのこぎり波電圧と観測波形の関係を示す。図(b)は同期がとれていない場合である。㋐は**掃引期間**といわれ，この期間に電子線を左から右へ偏向させる。掃引期間㋐で，観測波形は①から②までの1サイクルがけい光面上にあらわれる。ⓐは**帰線期間**といわれ，この期間に電子線を右から左へもどす。帰線期間にブラウン管にあらわれる波形を**帰線**といい，波形観測には不要であるから，回路をくふうして帰線を消すようにしてある。したがって，

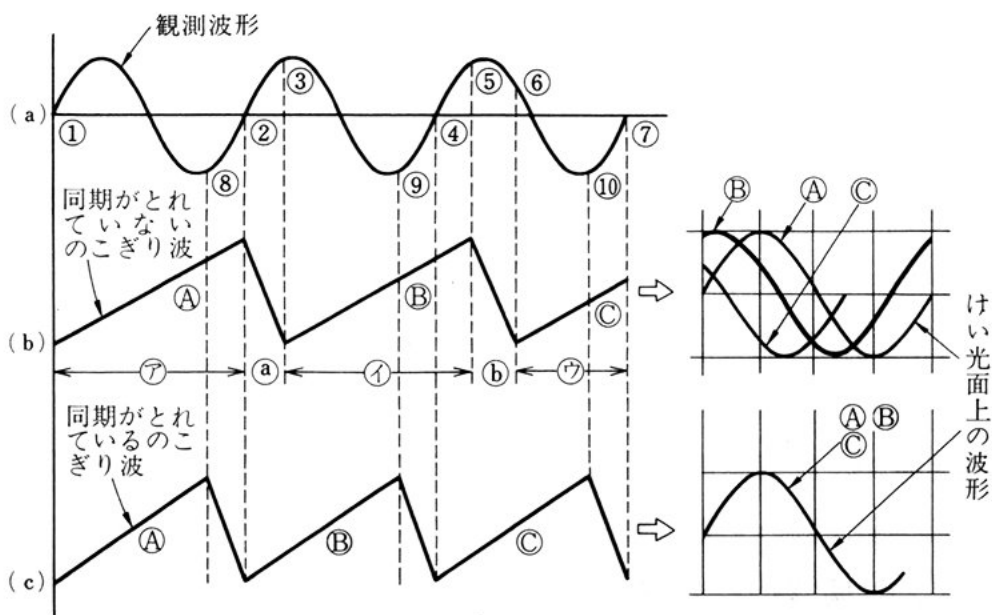



図 7－32　のこぎり波電圧と観測波形の関係

帰線期間に相当する ② から ③ までの波形はけい光面にあらわれない。掃引期間 ④ では，③ から ⑤ までがあらわれ，帰線期間の ⑤ から ⑥ では消える。したがって，図 (b) のようなのこぎり波では，のこぎり波の区間 Ⓐ，Ⓑ，Ⓒに対応して，図の右側のような波形 Ⓐ，Ⓑ，Ⓒ があらわれ，波形が流れ，静止した波形を観測することはできない。

図 (c) は同期がとれたのこぎり波であり，観測波形の ① から ⑧，② から ⑨，④ から ⑩ が重なるので，図の右側の図のように，静止した波形となる。

(4) シンクロスコープ

オシロスコープでは，観測波形を静止させるために，のこぎり波の周波数を調整して観測波の周波数と同期をとらなければならない。これを自動的に行うようにしたのが，シンクロスコープである。

図 7-33 にシンクロスコープの同期の原理を示す。図 (a) の観測

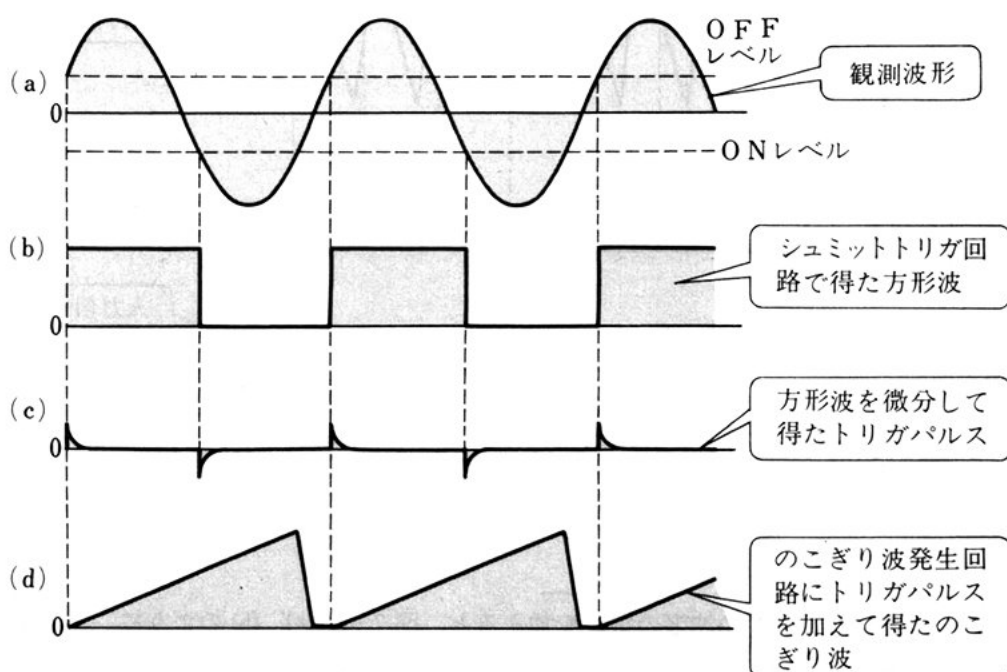



図 7-33 シンクロスコープの同期の原理

波形をシュミットトリガ回路①で方形波にする（図(b)）。次に，この方形波を微分回路に加え，トリガパルスをつくる（図(c)）。得られたトリガパルスをのこぎり波発生回路に加え，図(d)のような観測波形と同期したのこぎり波を発生させる。

オシロスコープは，常時掃引しているのに対し，シンクロスコープは，観測電圧が加わったときだけ掃引をはじめる。これを**トリガ掃引方式**という。この方式を用いると，観測波電圧に対し完全に同期がとれる。したがって，パルス波形や過渡現象などの瞬時現象を観測することも容易にできる。

（5）サンプリングオシロスコープ

シンクロスコープで観測できる周波数は，増幅器やブラウン管の特性によって制限され，数百〔MHz〕までである。これ以上の周波数の波形を観測するには，サンプリングオシロスコープを用いる。

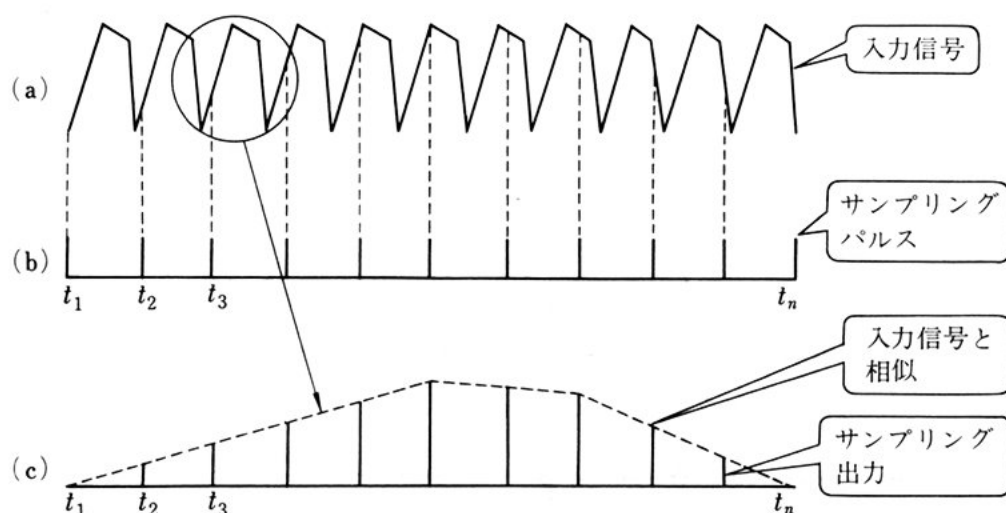



図 7-34　サンプリングオシロスコープの原理

① 入力端子に任意の波形の電圧を加えると，図7-33(a)，(b)のように，入力電圧のあるレベル（ON レベル，OFF レベル）によって決まる方形波が，出力端子に発生する回路。

図7-34は，サンプリングオシロスコープの原理を示したものである。図(a)の入力信号がはいってきたとき，この信号よりわずか異なる周波数のパルス（サンプリングパルス，図(b)）をつくり，このパルスの時刻 t_1, t_2, ………, t_n における入力信号の値を取り出す（これを**サンプリングする**という）。サンプリングした出力は図(c)のようになる。図(c)の破線であらわした波形は入力信号と相似である。しかも，その周波数は入力信号より低くなる。

図7-34では，入力信号の1サイクルごとに少し時間をずらして1回サンプリングしているが，入力信号の数回の繰り返しごとに1回サンプリングしてもよい。このようにすれば，さらに低い周波数のサンプリング出力が得られる。このようにすることによって，観測できる周波数範囲を数十〔GHz〕まで拡大することができる。

表7-2に，オシロスコープ・シンクロスコープ・サンプリングオシロスコープの使用周波数範囲を示す。

表 7-2

	使用周波数範囲
オシロスコープ	DC～数〔MHz〕
シンクロスコープ	DC～数百〔MHz〕
サンプリングオシロスコープ	DC～数十〔GHz〕

2. 自動平衡記録計

オシロスコープでは，ブラウン管のけい光面に観測波形が得られるので，観測波形を保存したり，持ち運んだりする場合には不便である。そこで，観測波形を記録紙に描かせるようにしたものが自動平衡記録計である。

自動平衡記録計には，電位差計形とブリッジ形があるが，ここでは電位差計形について学ぶ。

電位差計形自動平衡記録計の原理　図7-35に電位差計形自動平

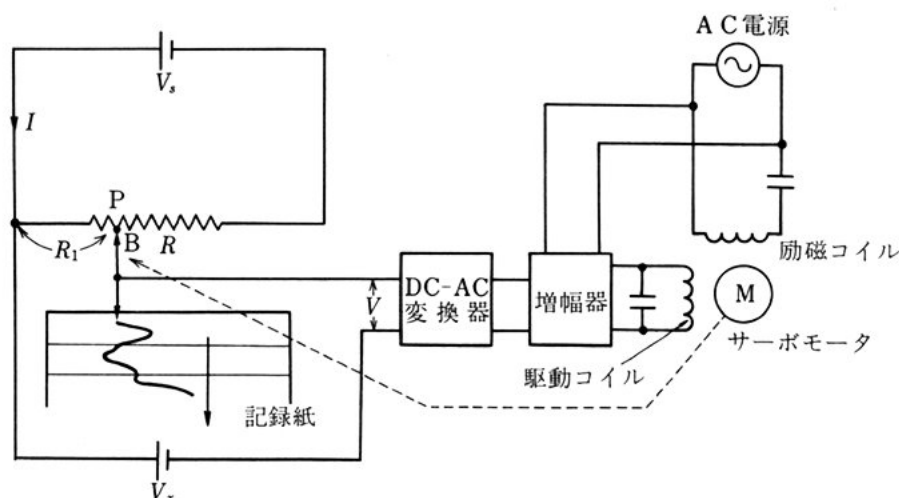



図 7-35 電位差計形自動平衡記録計の原理

衡記録計の原理を示す。R はすべり抵抗で，サーボモータ[①]によってブラシ B がこの上を接しながら移動する。V_s は R に一定の電流 I を流す電源であり，V_x は記録したい電圧である。いま，ブラシ B が点 P に接していると，DC-AC（直流-交流）変換器の入口には，

$$V=V_x-R_1I \qquad (7-9)$$

の電圧が発生する。この電圧 V は DC-AC 変換器で交流電圧に変換され，増幅されてサーボモータの駆動コイルに加えられる。したがって，サーボモータは回転するが，この回転によってすべり抵抗 R 上をブラシ B が移動し，抵抗 R_1 が変化するようにしておく。

式（7-9）で，$V \neq 0$ のとき，サーボモータが回転し，ブラシ B が $V=0$ となるまで移動する。

ブラシ B に記録用ペンを取り付けておけば，V_x の大きさとつねに平衡する点を記録することができる。

この自動平衡記録計では，サーボモータの回転速度やブラシの動く速度に制限があるため，あまり速い変化をする波形の観測はでき

① 165ページ参照。

ない。

3．計数形周波数計

ディジタル技術を応用して，測定値を数字で表示できるようにした周波数計が計数形周波数計である。

図7-36に計数形周波数計の構成を示す。入力信号を増幅し，パルス整形回路で入力信号と周波数の等しいトリガパルスをつくり，それをゲート回路に加える。一方，水晶発振回路から得られる周波数を分周回路で分周し[①]，正確な1〔s〕周期のパルスをつくる。次に，パルス整形回路でトリガパルスを得た後，ゲート制御回路を通して，ゲート回路を動作させ，ゲート回路に加えられたパルスの数を1〔s〕間だけ数える。表示回路に表示された数字は，そのまま周波数として直読できる。

計数形周波数計の測定範囲は1〔Hz〕～1〔GHz〕である。

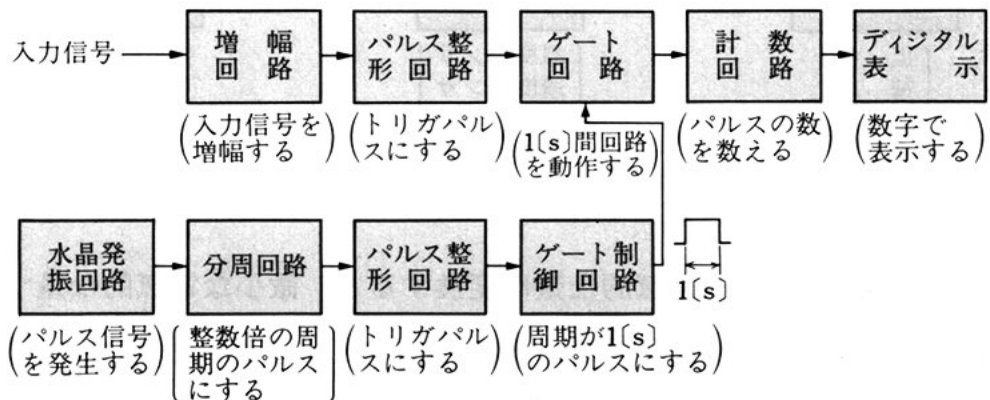



図7-36　計数形周波数計の構成

① 入力信号の整数倍の周期の出力信号を得ることを**分周**という。

4. 応用計測

電気以外の量，たとえば，温度・速度・圧力・光・ガス・放射線などを正確に測定する場合，それら物理的，化学的な量を電気的な量に変換し，これを計測する。このような計測を**応用計測**という。ここでは，電気以外の諸量を電気的な量などに変換するセンサおよび応用計測の例について学ぶ。

1. センサ

センサは，いろいろな物理量や化学量を電気的な量などに変換する変換器または変換素子である。センサと物理量・化学量と電気的な量との間には，図7-37のような関係がある。

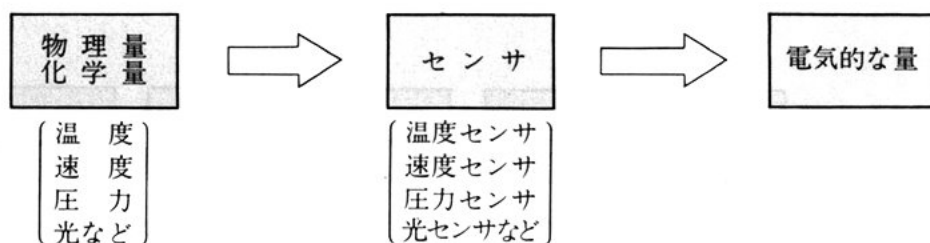



図7-37 センサ

物理量や化学量を電気的な量に変換すると，微小な電気的な量でも増幅することができるので，感度が高く，精密な測定ができるばかりでなく，電気的な量は，電子計算機によって高速で処理できる。

2. 人間の感覚と各種センサ

センサは，人間の感覚に対応して考えることができる。

表7-3に，視覚・聴覚など人間の感覚と各種センサの対応を示

表 7-3　人間の感覚と各種センサ

人間の感覚	人間の器官	媒介物理現象	セ　ン　サ	
視　覚	目	光	光電変換素子	光電池 光導電素子 ホトトランジスタ ホトダイオード
聴　覚	耳	音	圧電変換素子	圧電素子 ピエゾ抵抗素子 感圧ダイオード
			電磁変換素子	ホール素子 磁気抵抗素子 磁気ダイオード
触　覚	皮　膚	変位・圧力	光電変換素子	光導電素子 ホトトランジスタ ホトダイオード
温　覚	皮　膚	温　度	熱電変換素子	サーミスタ 熱電対 測温抵抗体
嗅　覚 味　覚	鼻 舌	分子吸着	湿度変換素子 ガス変換素子	

す。たとえば，視覚は目を受容器とする感覚であり，光エネルギーが網膜細胞に対する刺激となって生ずるものである。これに対応するセンサとしては，光電池・光導電素子などの光エネルギーを電気エネルギーに変換する光センサがある。

このほかに，聴覚・触覚・温覚などの感覚に対応して，いろいろなセンサが開発されている。

以上のように，センサは人間の感覚のかわりにいろいろな物理的，化学的な量を電気的な量に変換するものと考えることができる。このようなセンサは，一般に小形・軽量で取り扱いも簡単なものが多い。

3. 温度センサ

温度センサとしては，ゼーベック効果を利用した熱電対と抵抗温度計が古くから用いられている。

(1) 熱電温度計

2種類の金属線を接合し，その熱接点（測温接点）と冷接点（基準接点）との間に温度差を与えると熱起電力が発生する。これを利用して温度を測定するのが熱電温度計である。図7-38は熱電温度計の原理図である。熱電対の冷接点から銅線でミリボルト計に接続し，熱起電力を測定する。

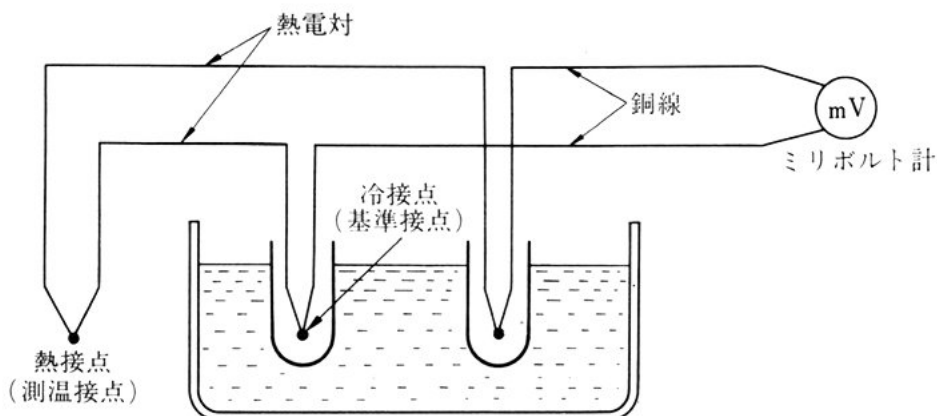



図 7-38　熱電温度計の原理図

表 7-4　熱電対の構成材料と使用温度範囲

構成材料		使用温度範囲〔°C〕
＋脚	－脚	
白金ロジウム合金	白金	0～1 600
ニッケルクロム合金	銅およびニッケルを主とした合金	−200～800
鉄	〃	0～750
銅	〃	−200～350

注. ＋脚とは，熱電対の測温接点が基準接点より高い温度にあるとき，熱電対をはかる計器の＋端子へ接続する脚をいい，反対側のものを－脚という。

表7-4に，現在多く使われている熱電対の構成材料と，その使用温度範囲を示す。

（2） 抵 抗 温 度 計

抵抗体は温度によってその抵抗値が変化する。そこで，抵抗値が温度によって大きく変化する抵抗体を用い，ブリッジ回路などでその抵抗値を測定し，温度を求めるのが抵抗温度計である。

抵抗温度計に用いられる抵抗体を**測温抵抗体**という。測温抵抗体には，白金・ニッケル・銅などの金属やサーミスタなどの半導体が用いられる。図7-39に抵抗温度計の構造を示す。

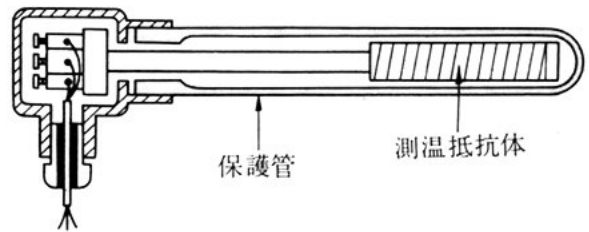



図 7-39 抵抗温度計の構造

ブリッジ回路と測温抵抗体とが離れている場合は，測温抵抗体の導線の抵抗が周囲温度によって変化し，誤差を生ずる。その誤差をなくすため，図7-40のように，測温抵抗体に導線a, b, cを接続したブリッジ回路にする。導線aは測温抵抗体 R_x に，導線bは可変抵抗 R_3 に直列に接続されているので，ブリッジ回路が平衡していれば，次式が成り立つ。

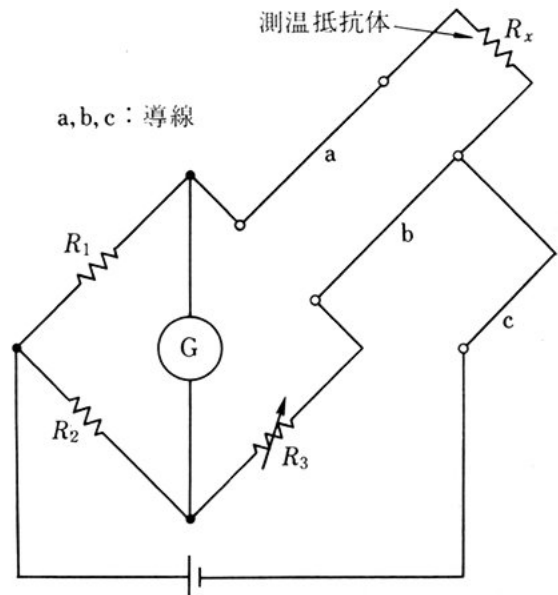



図 7-40 測温抵抗測定の原理図

$$R_2(R_x+R_a)=R_1(R_3+R_b) \qquad (7-10)$$

R_a：導線 a の抵抗　　R_b：導線 b の抵抗

したがって，周囲温度による導線の抵抗の変化は互いに打ち消され，誤差が小さくなる。導線 c は，電源回路に接続されているので，ブリッジ回路の平衡には関係しない。

抵抗温度計の測定範囲は，測温抵抗体が白金の場合 −200～600〔°C〕，ニッケルの場合 −50～250〔°C〕，銅の場合 −50～150〔°C〕である。

（3） サーミスタ温度計

図 7-41 は温度センサとしてサーミスタを用いた温度計（−10～50〔°C〕）回路である。サーミスタは温度が高くなると抵抗値が小さくなり，温度が低くなると抵抗値が大きくなる性質をもっている。図 7-41 の回路において，可変抵抗 VR_1 を調整して，50〔°C〕で電流計が最大（1〔mA〕）になるようにする。可変抵抗 VR_2 は温度の測定範囲を調整するためのものである。

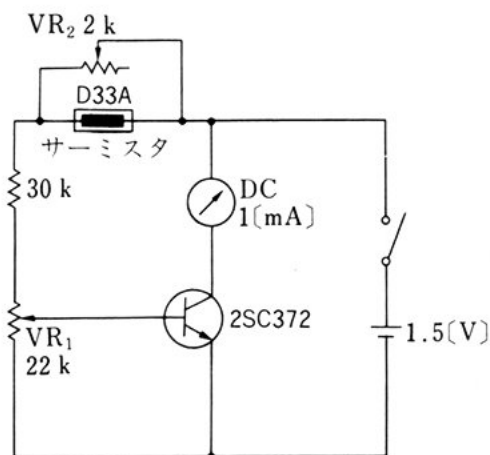



図 7-41　サーミスタ温度計

4. 速 度 セ ン サ

速度には，ある物体がある方向に運動しているときの線速度と回転体の回転速度がある。

線速度 v〔m/s〕は，図 7-42 に示すように，物体が距離 l〔m〕だけ離れ

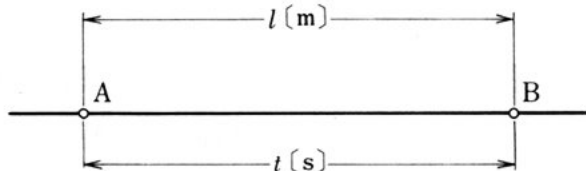



図 7-42　線速度の測定

た2点間A, Bを，時間 t〔s〕で通過したとすれば，

$$v=\frac{l}{t} \tag{7-11}$$

で求めることができる。したがって，線速度の測定は時間の測定におきかえることができる。

ここでは，線速度測定の例として自動車の速度の測定法を示す。また，回転速度については，ホトトランジスタ（光の強弱を電流の大小に変換するトランジスタ）などの，光センサを用いたディジタル回転計と光電式回転計の原理を示す。

（1） 光電式車両速度検出器

図7-43は自動車の速度測定に用いられる速度検出の構成図である。道路上の一定区間（l〔m〕）に，2組の送受光器[①]と反射器を用意し，そこを通過する自動車の時間を測定し，速度を知る。

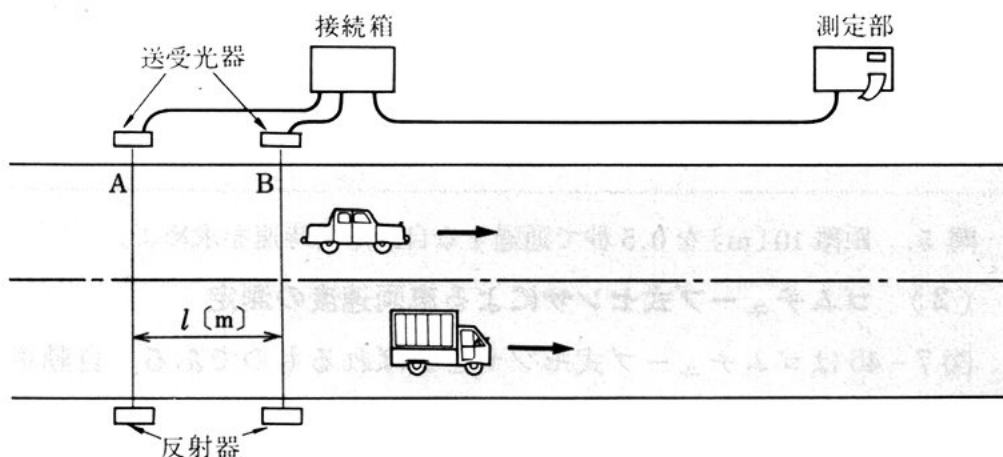



図7-43　光電式車両速度検出器

自動車がA点とB点を通過すると，図7-44に示すように，前輪および後輪が光束をしゃ断し，受光器に2組のパルスが発生する。

① 光を放射する投光部と，反射器からの光を受けて制御信号に変える受光部からできている。

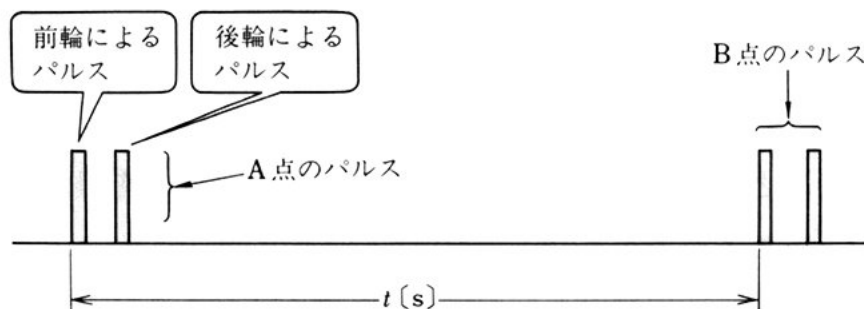



図 7-44 車両速度検出の原理

A点の前輪によるパルスの立上りと，B点の前輪によるパルスの立上りの時間差を求めて速度を検出する。

<例題 2>

図7-43の車両速度検出器で，自動車の通過時間を測定した。AB間を0.5秒で通過したとすれば，時速はいくらか。ただし，l=7〔m〕とする。

解 AB間は7〔m〕であるから，秒速は7/0.5=14〔m/s〕である。時速は1時間が3600秒であるから，

14×3600=50400〔m/h〕=50.4〔km/h〕

となる。

問 5. 距離10〔m〕を0.5秒で通過する自動車の時速を求めよ。

（2） ゴムチューブ式センサによる車両速度の測定

図7-45はゴムチューブ式センサとよばれるものである。自動車

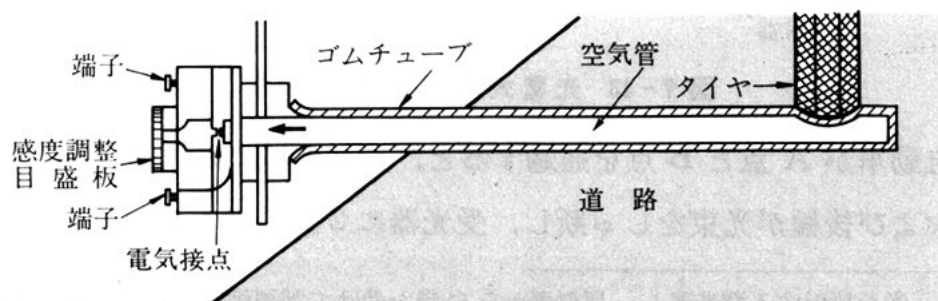



図 7-45 ゴムチューブ式センサ

のタイヤがゴムチューブを踏むと，ゴムチューブ内の空気圧が増加し，電気接点が閉じる。２個のゴムチューブ式センサを図７－46のように路面上に設置し，２つの得られた信号の時間差を測定すれば，自動車の走行速度を知ることができる。また，このセンサを用いて走行中の自動車の通過台数を計数器で記録することもできる。

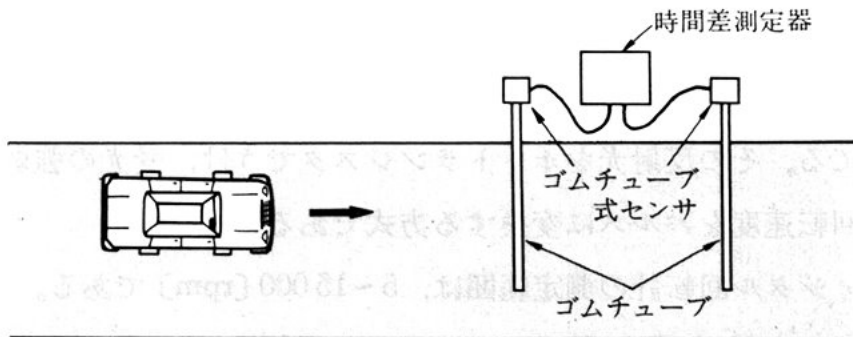



図７－46　ゴムチューブ式センサによる速度測定

車両速度の測定には，このほかに，超音波パルスを用いたものや，インダクタンスループを用いたものが普及している。

（３）　**ディジタル回転計**

ディジタル回転計は，ピックアップとよばれる変換器で回転速度に比例したパルスの数の信号をつくり，それを計数形周波数計で計数し，ディジタル表示するものである。

光電式ピックアップには，次の２つの方式がある。

光投射式　図７－47のように，回転体につくり付けた回転円板のスリットを通して，光源からの光をホトトランジスタでうける方

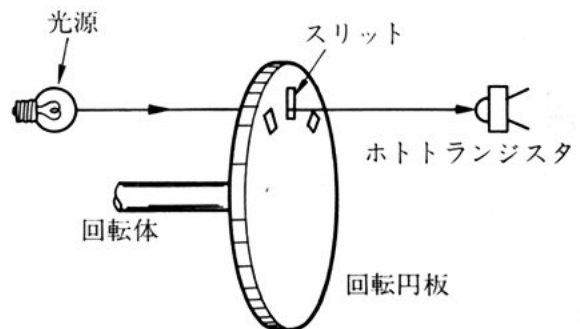



図７－47　光投射式ピックアップ

式である。回転円板が回転すると，回転速度とスリットの数の積の周波数のパルスが得られる。

光反射式　図7-48のように，回転体に取り付けた回転円板の白，黒のパターンに光源から光をあてる。その反射光をホトトランジスタでうけ，受光の強弱によって回転速度をパルスに変換する方式である。

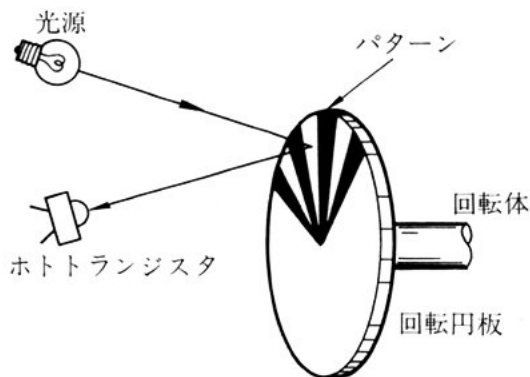



図 7-48　光反射式ピックアップ

ディジタル回転計の測定範囲は，5～15 000〔rpm〕である。

(4)　光電式回転計

光電式回転計は，回転体に反射マークを取り付け，これに光をあてたとき，反射マークで反射した光をパルスに変換して，回転速度を測定するものである。

図7-49によって，光電式回転計の原理を調べる。

光源からの光はレンズを通り，ハーフミラーという特殊な反射鏡で反射され，反射マークにあたる。このマークで反射された光はレ

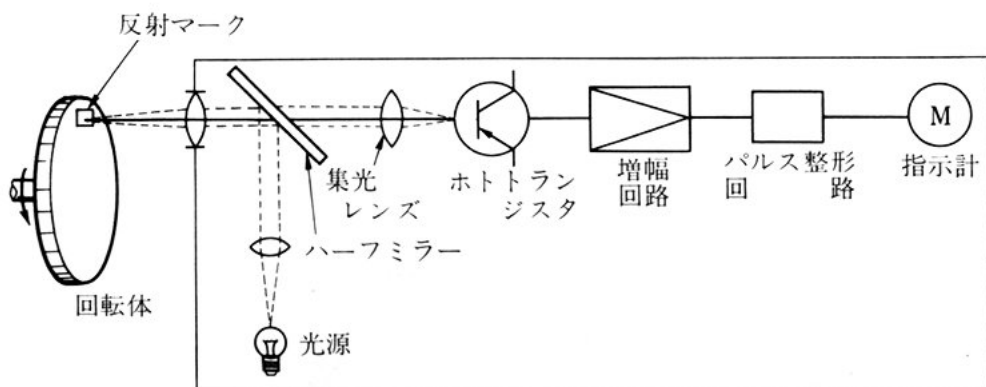



図 7-49　光電式回転計の原理

ンズやハーフミラーを通してホトトランジスタにはいる。ここでパルスに変換され，さらに増幅されて方形波に整形される。この方形波を直流電圧計に加えると，直流電圧計は方形波の平均値を示すので，回転速度を直流電圧計に目盛って直読する。

光電式回転計の測定範囲は，200～20 000〔rpm〕である。

5. 光 セ ン サ

光センサとしてホトトランジスタを用いた速度測定装置についてはすでに学んだ。ここでは，硫化カドミウム（CdS）や光電スイッチなどの光センサを利用したいろいろな装置について学ぶ。

（1） 自 動 点 滅 器

CdS は，光が多くはいると抵抗値が小さくなり，光が少ないと抵抗値が大きくなる。自動点滅器は，この CdS の性質を利用し，周囲が暗くなるとランプを点灯し，明るくなると消灯する。

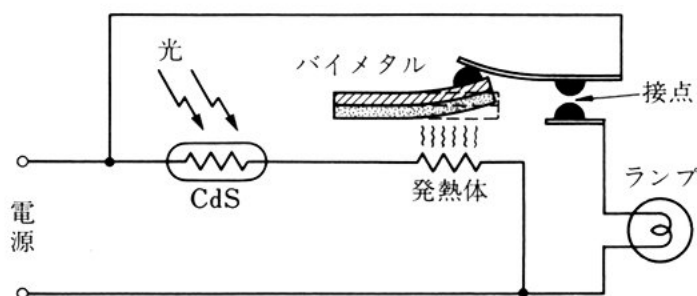



図 7-50 自動点滅器の構造

図 7-50 に自動点滅器の構造を示す。CdS に直列に発熱体を接続し，発熱体の熱によってバイメタルを曲げれば，接点はオン・オフし，周囲の明るさに応じて自動的に回路を点滅することができる。

図 7-51 自動点滅器の例

図7－51に自動点滅器の例を示す。

（2）露　出　計

カメラの露出計は，被写体の明るさをはかり，露出時間を決めるものである。図7－52に露出計の回路を示す。

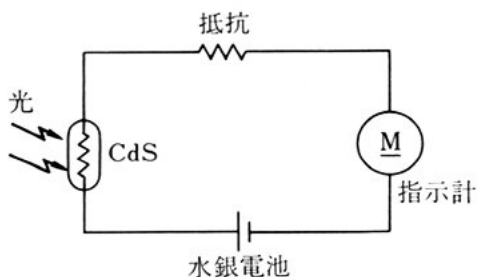



図 7－52　露出計の回路

被写体が明るいときは，CdSの抵抗が小さいため，大きな電流が流れ，暗いときはCdSの抵抗が大きいため，小さな電流が流れる。指示計にはフィルムの適切な光量値が目盛ってあり，明るい（指針の振れが大きい）ときは，カメラの絞りを閉じたり，シャッター時間を短くする。反対に，暗い（指針の振れが小さい）ときは，カメラの絞りを開いたり，シャッター時間を長くして，フィルムに与える光量を適切にする。

（3）カード読取り装置

電子計算機にプログラムやデータを入力するために，カードにあけられた穴の位置や組み合わせを読み取る装置を**カード読取り装置**という。

図7－53は，カード読取り装置の原理図である。カードにあけられた穴に光を通し，光がホトトランジスタなどの光導電素子にあたると電流が流れ，穴があいていない部分は光が通らないので電流が流れない。電流が流れるか流れないかによって，電子計算機は，文字や数字を判別することができる。

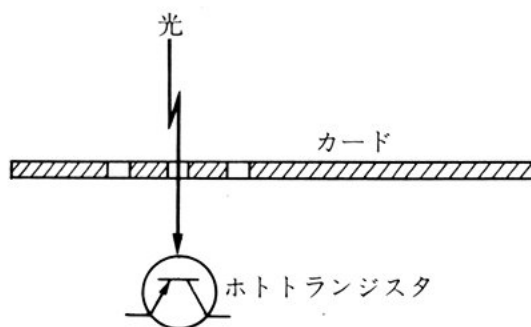
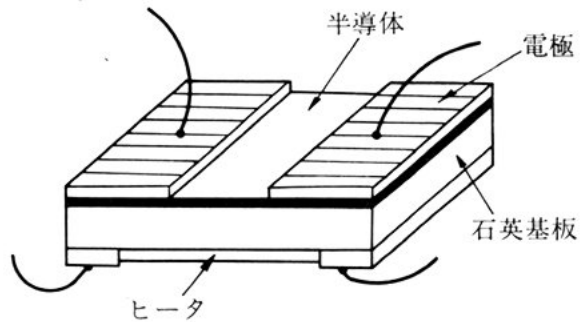



図 7－53　カード読取り装置の原理図

6. ガスセンサ

図7-54に，薄膜半導体ガスセンサの構造を示す。石英基板上に酸化物半導体の膜を真空蒸着したものである。

図 7-54 薄膜半導体ガスセンサの構造

この半導体ガスセンサにガスが吸着すると，半導体の電気抵抗が変化する。

そこで，図7-55のようなブリッジ回路に半導体ガスセンサを接続し，抵抗値の変化を検出すればガスの有無を検出できる。図は，ガス警報器に応用した例である。

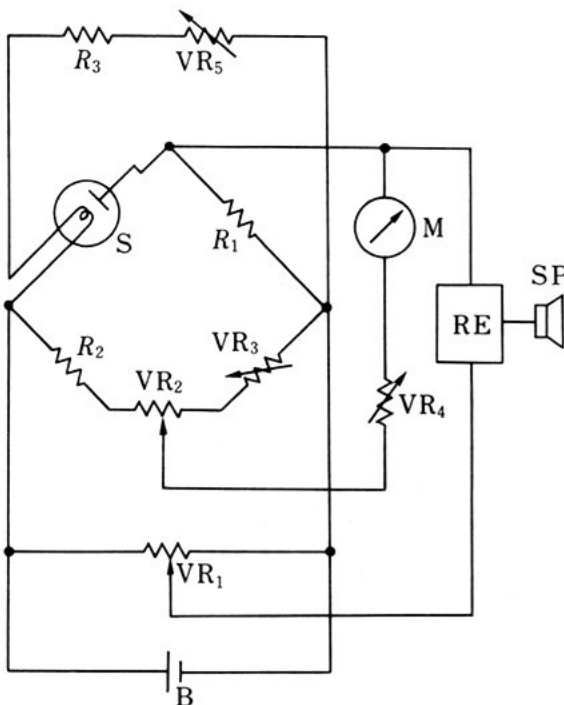



図 7-55 検出回路の例

この半導体ガスセンサの利点は，取り扱いが簡単で，価格が安く，

ガス濃度変化への応答が速いなどである。

この利点を生かし，飯酒運転取締り用のアルコールの検知，火災発生直後に有機樹脂建築材料から生ずる有毒ガスなどの検知に利用できる。

7. 放射線センサ

放射線を検出するには，ガスの電離作用，発光現象が利用される。ここでは，広く用いられているガイガー・ミュラー（GM）計数管について学ぶ。

ガイガー・ミュラー計数管（GM カウンタ）

図7-56にガイガー・ミュラー計数管による放射線測定の原理を示す。ガイガー・ミュラー計数管の構造は，細い金属線の陽極と円筒形の陰極からできている。円筒の内部にはアルゴンなどの不活性ガスが充てんされている。陽極には高い電圧が加えられており，心線付近で強い電界ができている。雲母窓から放射線が入射するとアルゴンなどが電離し，この電離が管全体にひろがり，多くのイオンが発生する。この電離によって出力にパルスが発生するので，これを計数することによって放射線の量を測定することができる。

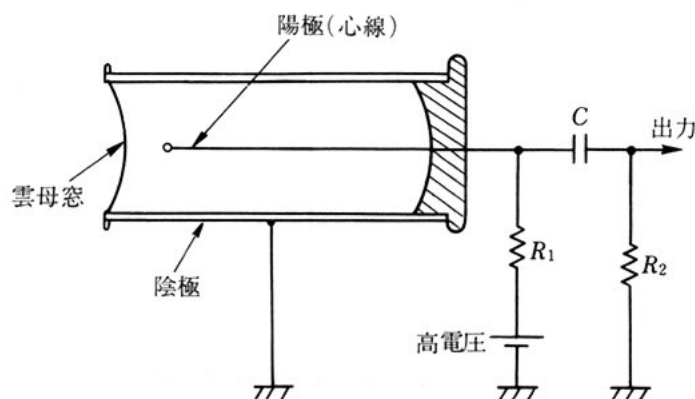



図 7-56　ガイガー・ミュラー計数管による放射線測定の原理

問　　題

1. 0.5級，最大目盛300〔V〕の電圧計で電圧を測定した。指針が250〔V〕を指示した場合，真の値は（　）〔V〕～（　）〔V〕の範囲にあると考えられる。（　）内に数値を記入せよ。

2. 高周波電流の測定に熱電電流計が用いられる理由を説明せよ。

3. 図7-16の擬似負荷法で高周波電力を測定した。$V_d=42$〔V〕，$I_d=0.25$〔A〕のとき，高周波電力を求めよ。

4. 図7-21の吸収形周波数計で周波数を測定した。$L=100$〔μH〕，$C=100$〔pF〕で共振したとすれば，測定周波数はいくらか。

5. リサジュー図形法の原理について考えよう。いま，図7-57のように，X軸，Y軸に正弦波電圧を加えた。ブラウン管面にあらわれる図形を合成せよ。

図7-57　正弦波形の合成

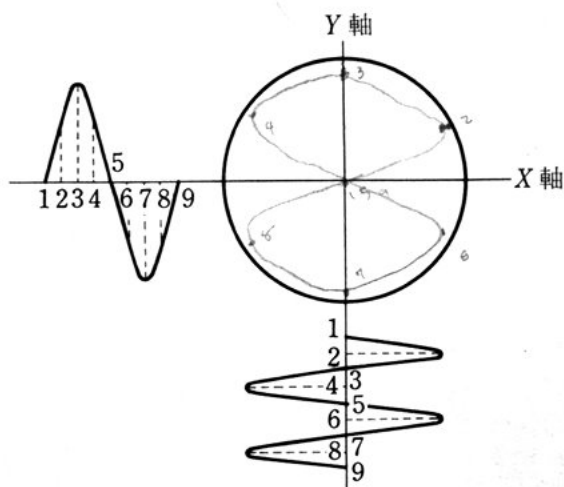
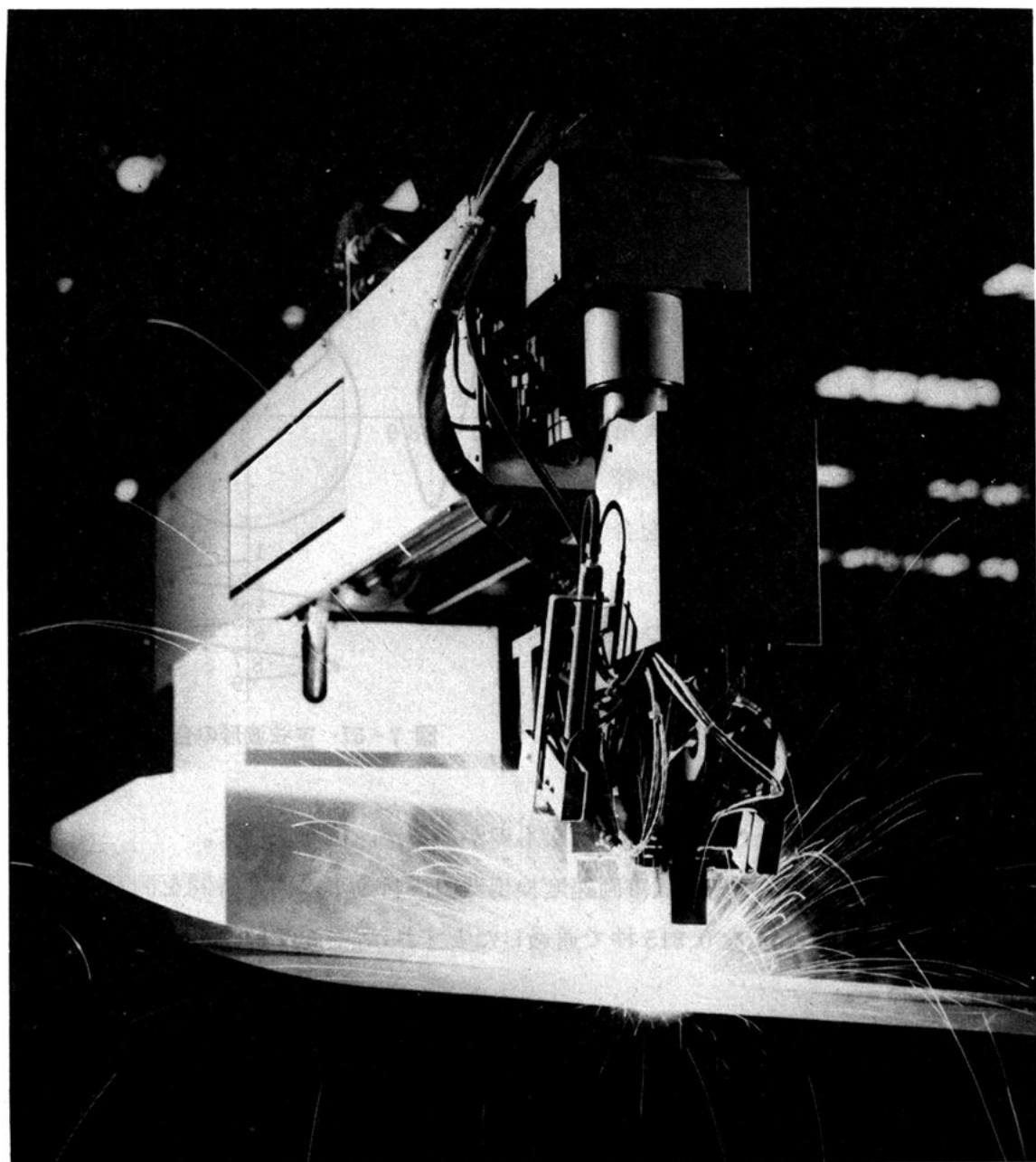
6. 計数形周波数計の構成を説明せよ。

7. センサとは何か。簡単に説明せよ。

8. 温度センサにはどのようなものがあるか。例をあげよ。

9. 図7-43の光電式車両速度検出器で，自動車の通過時間を測定した。AB間7〔m〕を0.315秒で通過したとすれば，この自動車の時速はいくらか。

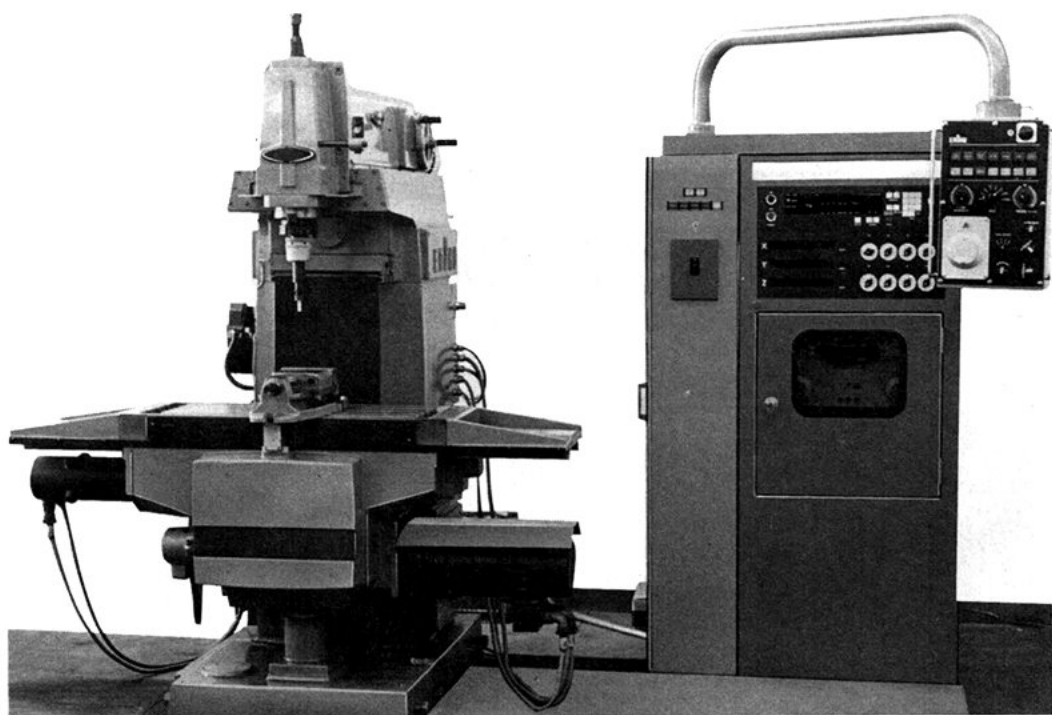
10. 光センサにはどのようなものがあるか。例をあげよ。

11. ガイガー・ミュラー計数管は何を測定するものか。

自動制御

シーケンス制御を応用した溶接用ロボットを示したものである。

今日の文明社会の営みは，高度の工業技術にささえられている。なかでも，機械自身が人手をわずらわさず，目的に向かって自動的に動作する自動制御技術は，社会のあらゆる場所で利用されている。

自動制御は，電気・電子技術および機械技術・化学技術のなかに多く取り入れられている。ここでは，自動制御の方法として，シーケンス制御とフィードバック制御について学ぶ。さらに，フィードバック制御装置においては，機械が安定に動作するかどうかが重要な問題になるので，安定性の判別法について学ぶ。

また，今後は自動制御に電子計算機を導入する場合がひじょうに多くなっていくと思われるので，この点についても学ぶ。

電子計算機が組み込まれた自動工作機械である。

1. 自 動 制 御

自動制御（オートメーション）が，現代社会においていかに重要な役割を果たしているかを理解し，技術的にどのような方法があるかについて学ぶ。なお，automation は automatic operation を語源とする造語である。

1. 自動制御と文明社会

人間の生命にとって欠くことのできないものには空気と水がある。しかし，われわれは無意識のうちに呼吸し，また，水も深く考えないで使用しているのではないだろうか。

ところが，都市部の上水道では膨大な施設を動員して，常時適切な水圧できれいな水を送るよう努力がはらわれている。ここでは，つねに適切な水圧を保つこと以外に，取水・浄化・送水の装置すべ

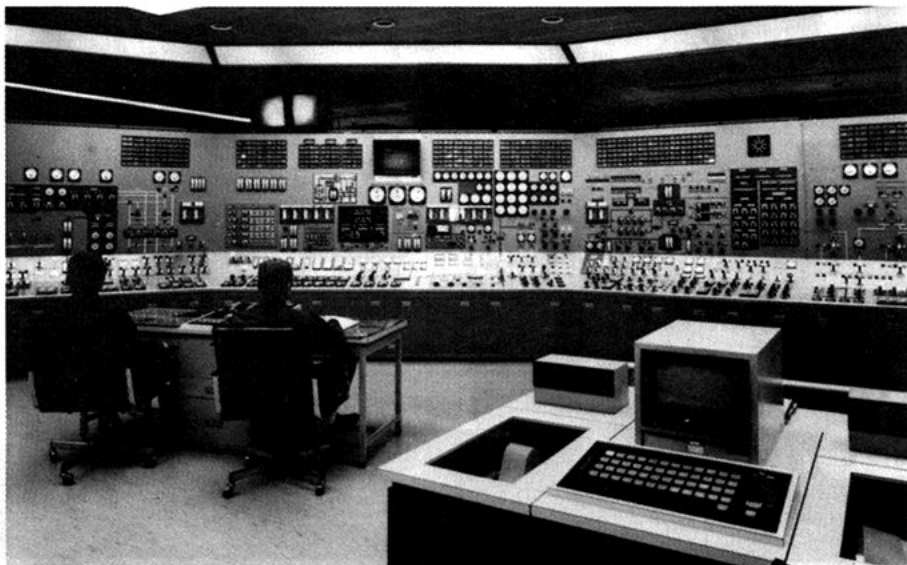



図 8-1　自動制御監視盤（火力発電所）

てに自動制御が使われている。また，これらの装置を動かすための電力も，発電から送電および配電に至るまでひじょうに多くの自動制御装置によって，安定に供給されている（図8－1）。

このようにみていくと，家庭で使われている電気がま・冷蔵庫や店先の自動販売機，自動車・電車などの交通機関，さらに，工場における生産設備などあらゆる場所に自動制御が取り入れられていることがわかる。

つまり，われわれは無意識のうちに自動制御技術の恩恵にあずかっている。自動制御は，文明社会にとって空気のようなものであり，これなくしては今日の文明社会は1日たりとも活動できないといえる。

2.　自動制御の歴史

近代産業の中で，重要な役割を果たしている自動制御技術のはじまりは，17世紀末にホイヘンス[①]がつくった時計用の遠心おもり調速機と，18世紀中ごろのワット[②]が蒸気機関につけた図8－2の遠心

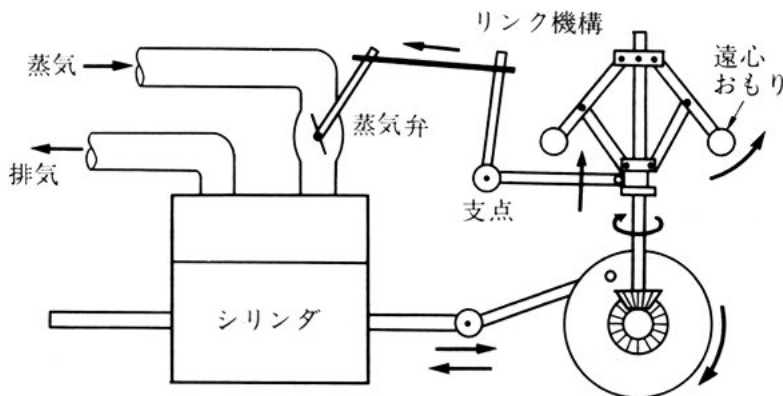



図 8－2　ワットの蒸気機関とその遠心おもり調速機の原理

① C. Huygens（1629～1695）オランダの物理学者

② J. Watt（1736～1819）イギリスの機械技術者

おもり調速機である。

遠心おもり調速機は，図に示したように，蒸気機関の回転速度の上昇に伴い，遠心おもりがより速く回転し，遠心力によってかさを開くような動きをする。この動きは，リンク機構によって，図の矢印のように蒸気弁に伝えられる。その結果，遠心おもりの開く度合いに従って蒸気弁の閉じる度合いが変化するので，蒸気機関の回転速度の変動を自動的に修正することができる。

このように調速機は，機械の回転速度を自動的に一定に保つ装置である。この調速機は，19世紀末から発電工学の進歩に伴って急速に発達した。そして，マクスウェル[①]やラウス[②]などにより調速機の動作が理論的に解析され，安定性を判別する条件が見いだされた。

自動制御技術は，第二次世界大戦（1939～1945年）にはいって，機械工業や化学工業に取り入れられ急速に発展した。さらに，この

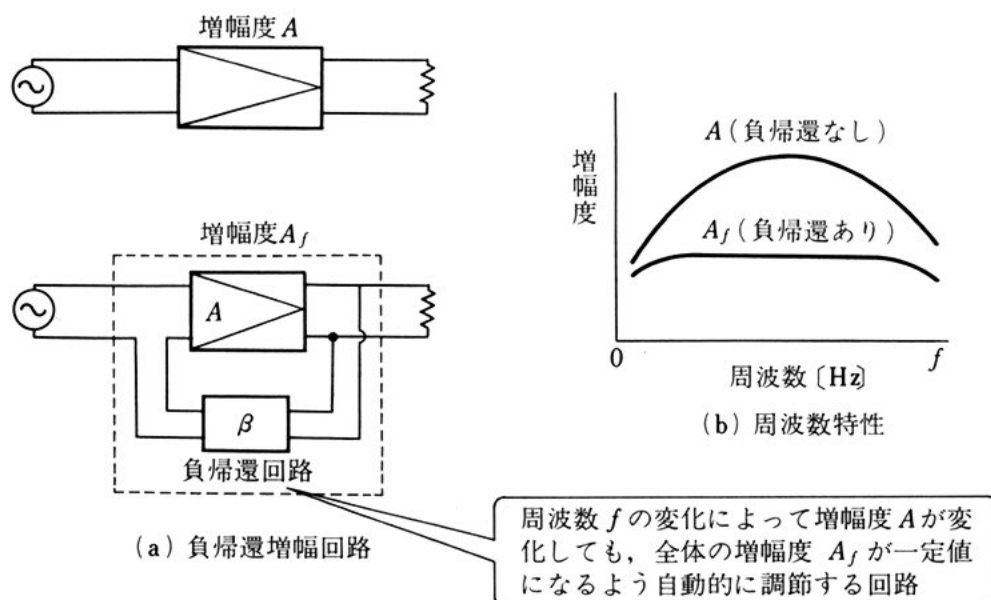



図 8-3　一種の自動制御である負帰還回路

① J. C. Maxwell（1831～1879）イギリスの物理学者
② E. Routh（1831～1907）イギリスの数学者

大戦中におけるレーダと高射砲を連結した自動化機構の研究は，自動制御の発達に大きな役割を演じた。

通信技術においても，1927 年に発明された帰還増幅器は，自動制御の理論形成を進めるきっかけとなり，自動制御と電子回路は密接な関係をもつようになった。

その第1は，電子回路自身の自動制御である。たとえば，図 8-3 (b) のような周波数特性を平らにする負帰還増幅（NFB）回路，出力を一定に保つように利得を自動的に調整する自動利得調整（AGC）回路，周波数を目的の周波数に自動的にあわせるため FM チューナなどに使われている自動周波数調整（AFC）回路，電圧安定化回路などが電子回路自身の自動制御の例である。

第2は，自動制御装置のなかに組み込まれている電子回路である。たとえば，機械的に回転速度を調整している図 8-2 の調速機は，第7章で学んだ回転計を用いて，その回転速度を電気的な量に変換できる。こうして得られた電気的な量を，電子回路で処理して，電動機などによって蒸気弁を開閉すれば，機械式より小形の装置で，精度のよい回転速度の修正ができる。このように，自動制御には電子回路が利用されているが，このほか各種センサやトランジスタ継電器など，電子技術が応用されている。

さらに最近では，自動制御に電子計算機が取り入れられているので，電子技術を自動制御技術から切り離すことはできないといってよい。

このように高度に発達した自動制御技術は，現在では，工場における生産工程をはじめとして，社会のあらゆる部門に取り入れられ，われわれの日常生活を見えないところでささえている。

問 1. 家庭用電化製品で，多少にかかわらず自動制御が取り入れられ

ているものをできるだけ多くあげよ。また，どのような動作が自動化されているか考察せよ（たとえば，電気冷蔵庫・電気毛布・レコードプレーヤなど）。

3. 制御と自動制御

室温が上昇し過ぎたときクーラの電源スイッチをオンにし，また，冷え過ぎたときはスイッチをオフにする。このスイッチ操作は一種の**制御**である。つまり，一定の目的をもって機械を操作することを制御という（図8-4）。

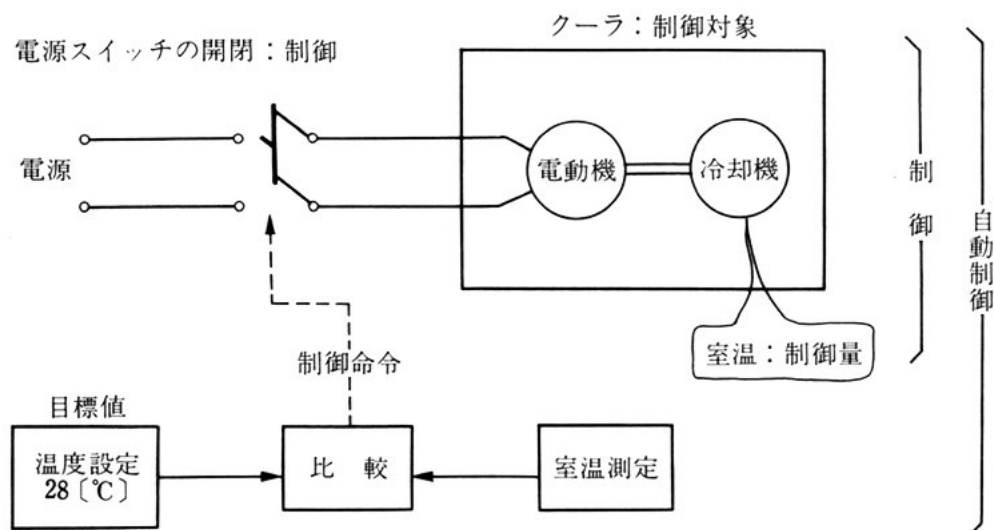



図 8-4　制御と自動制御（フィードバック制御）

このとき，室温を測定し，ある温度，たとえば28〔°C〕を越えたら人手をかりないでクーラの電源スイッチがオンになり，28〔°C〕以下になればオフになるようにするのが**自動制御**である。

すなわち，一定の目的をもって人が機械を操作するかわりに，機械自身が人間の指示した目標に沿って動くような調節機能を備えたわけである。このような装置を**自動制御装置**という。

ここで，制御の対象となっているもの（図8-4ではクーラ）を**制**

御対象といい，制御の目的となっている量（図8－4では室温）を**制御量**という。また，制御量を制御するときの目標として設定した値を**目標値**（図8－4では28〔°C〕）といい，制御量を目標値に近づける目的で与えられる信号が**制御命令**である。

4．シーケンス制御とフィードバック制御

ビルディングなどの高い建築物では，屋上に設置された高架タンクから給水するのがふつうである。ところで，高架タンクへの揚水は，図8－5のようにあらかじめ設定された水面の位置を検出して，自動的にポンプが運転されるようになっている。

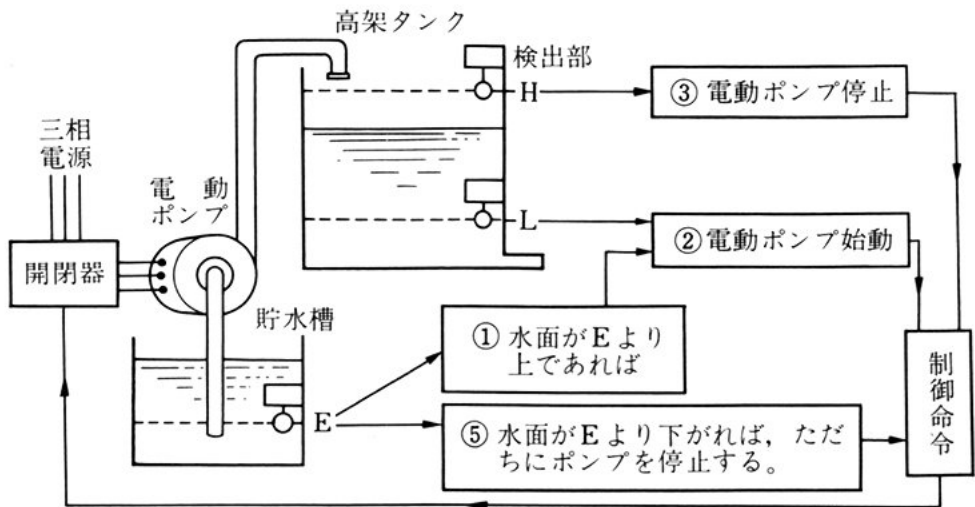



図 8－5　高架タンクへ揚水するシーケンス制御

運転動作は，

① 貯水槽の水面がＥより上であるかどうかを検出する。

② 貯水槽の水面がＥより上であれば，高架タンクの水面がＬまで下がったとき電動ポンプを始動させる。

③ 水面がＨまで上昇したとき電動ポンプを停止させる。

④ 水面がＨからＬまで下がる間は，電動ポンプを停止させておく。

⑤ また，貯水槽の水面がＥ以下になったら，ただちに電動ポンプを停止させる。

このように，あらかじめ定められた順序に従って動作させる自動制御を，**シーケンス制御**という。

これに対して，図8-4の室温調節のように，制御量を検出して目標値と比較し，制御量と目標値を一致させるように訂正動作を行う制御を**フィードバック制御**という。

問 2. シーケンス制御とフィードバック制御はどのように違うか，相違点をあげて説明せよ。

2. シーケンス制御

シーケンス制御は，家庭用全自動洗たく機・自動販売機・交通信号機など身近なところから，工場の生産工程に至るまで，多くの分野で使われている。ここでは，シーケンス制御系の基本的な構成および動作について学ぶ。

1. シーケンス制御系の構成と動作

図8-6は，貯水槽の水を高架タンクへ揚水するシーケンス制御例である。貯水槽の水はつねに適量の水面を保っているものとし，高架タンクの上限水位と下限水位の検出スイッチだけによって，電動ポンプを操作する場合について，原理を説明する。

上限検出スイッチ S_h，下限検出スイッチ S_l はともに，水面が設定位置より下がったときオンになるものとする。始動スイッチ S_s

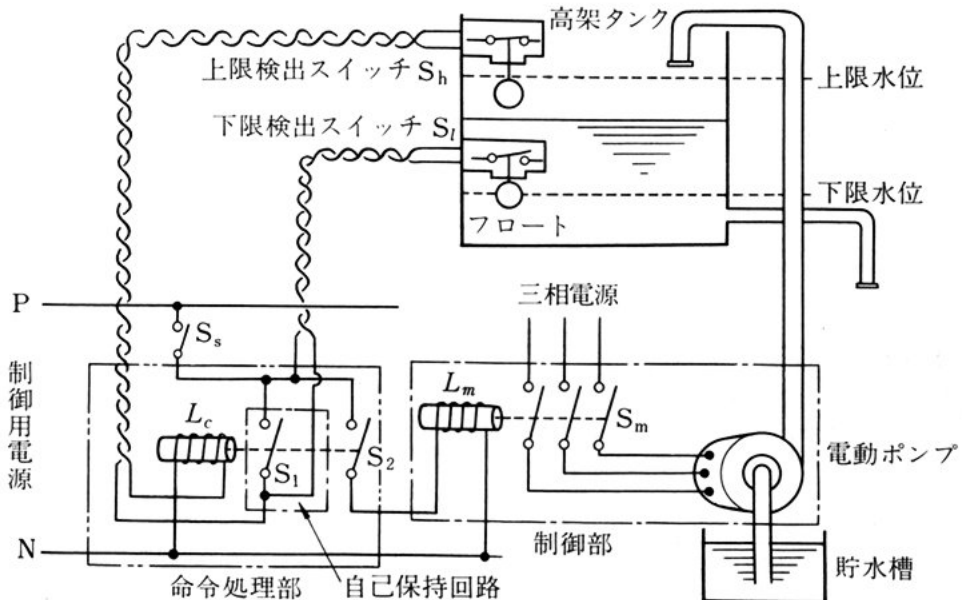



図 8-6 高架タンクへ揚水するシーケンス制御装置

をオンにしておけば，水の使用によって水面が下限より下がったときスイッチ S_l がオンになり，コイル L_c が励磁されてスイッチ S_1 と S_2 がオンになる。したがって，コイル L_m が励磁され，スイッチ S_m を通じて電動ポンプを始動する。

その後水面が上昇し，下限スイッチ S_l がオフにもどっても，S_l と並列に接続されている S_1 がオンになっているので，コイル L_c の励磁は保持される。このような回路を**自己保持回路**(self-hold circuit)という。

水面が上限に達すると S_h がオフになり，L_c の励磁がなくなって，S_1, S_2 ともオフになるので，L_m の励磁もなくなって電動ポンプが停止する。給水によって水面がやや下がり S_h がオンになっても，S_l と S_1 はともにオフとなっているので，自己保持回路のはたらきは解除されており，電動ポンプは始動しない。このように，上限スイッチおよび下限スイッチなどからの信号を処理し，電動ポンプに目的の動作をさせるための信号をつくる部分を**命令処理部**という。命令処理部からの制御信号をうけて**制御部**が目的の動作を行う。このとき，制御部の中で制御信号をうけて電動ポンプを操作する部分（コイル L_m とスイッチ S_m）を**操作部**という。

図8-6のシーケンス制御装置において，命令や信号が各部分を経由して，どのように伝達されていくかを示したものが図8-7で，

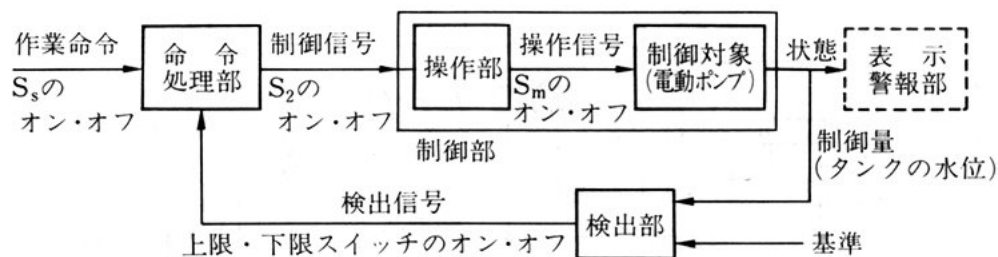



図 8-7　シーケンス制御装置（図8-6）**の信号伝達の系統図**

これを**系統図**という。このように，命令・信号・動作が伝達されていく系統（装置）全体を**制御系**という。また，各部分をそれぞれ**要素**という。

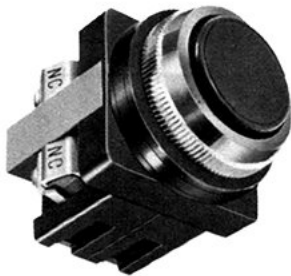
問 3. 図8-6の命令処理部を描き出して，自己保持回路について説明せよ。

2. シーケンス制御用機器

シーケンス制御用機器として基本的なものは，スイッチと継電器であり，ここでは，それらの機能・動作について学ぶ。

(1) 命令スイッチ

作業命令を与えるのに，命令スイッチが使われる。命令スイッチは，**復帰形**のものと**保持形**のものに分けられる。

図8-8(a)は，復帰形の押しボタンスイッチであり，操作している（指で押している）ときだけ開閉状態が変わり，指をはなすともと

(a) 復帰形命令スイッチ

(b) 保持形命令スイッチ

接点の分類	a接点（メーク接点）	b接点（ブレーク接点）
機　能	操作したときオンになり，操作以前はオフ状態	操作したときオフになり，操作以前はオン状態
復帰形		
保持形	① 一般的表示	
	（双投）	（単投）
	② 両押しボタンスイッチ	

(c) スイッチの機能と図記号

図 8-8　命令スイッチおよび図記号

に復帰するものである。

図(b)は，保持形スイッチであり，操作をする（右へ回す）と開閉状態が変わり，手を離してもその状態が維持される。そして，左へ回せばもとの状態に復帰する。

図(c)は，復帰形スイッチと保持形スイッチの機能と図記号で，操作したときオンになるものを **a 接点**または**メーク接点**，操作したときオフになるものを **b 接点**または**ブレーク接点**という。

（2） リミットスイッチとフロートスイッチ

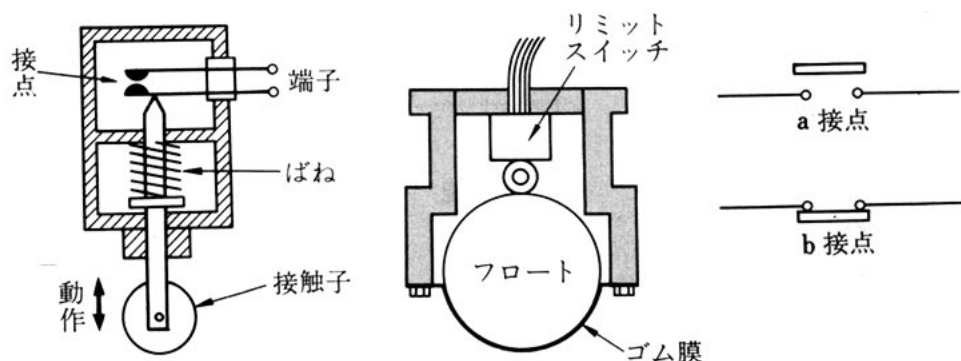
図 8-9(a)は，物体の動きや位置を検出するためのリミットスイッチの例であり，接触子が物体に触れて動くことにより接点を開閉する。図(b)は，液面の動きや水位を検出するためのフロートスイッチの例であり，リミットスイッチとフロートを組み合わせたものである。いずれも，命令スイッチと同様に a 接点のものと b 接点のものがある。図(c)はその図記号である。

（a）リミットスイッチ　（b）フロートスイッチ　（c）図記号

図 8-9 リミットスイッチとフロートスイッチ

（3） 継　電　器

コイルに電流を流し，その電磁力によって接点を開閉する装置を**電磁継電器**または単に**継電器**（リレー）といい，使用目的に応じて大小いろいろのものがある。

命令処理に用いられる制御用継電器は小形で接点数が多く，接点間の耐電圧と電流容量は小さい。これに対して，操作用の電力継電器は負荷電流を流すので接点間の耐電圧と接点の電流容量が大きく，外見も大きい。

5 図 8 - 10 (a)は継電器を使った回路であり，これを記号化したのが図 (b) である。ところが図 (b) では回路がはん雑になるので，回路図を簡潔にするために，同一継電器のコイルと接点に同じ文字を使い，図 (c) のように図記号であらわす。

(a) 図 8 - 6 の一部分　(b) 図(a)の記号化　(c) 図記号

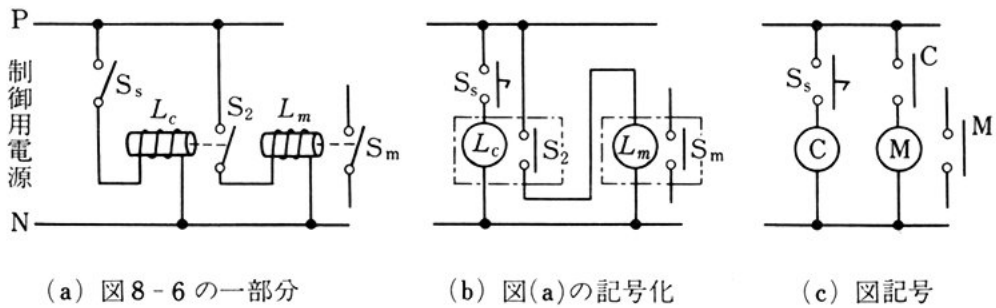



図 8 - 10 継電器回路の一部とその図記号

図 8 - 11 (a), (b) は継電器の例である。1つの継電器に複数の接点

10 がある場合は，接点表示には図 (c) のように A_1, A_2, …と添字をつけてあらわす。さらに b 接点には $\overline{A}_3$, $\overline{A}_4$, …のように表示して，接点の数と機能を明確にする。

(a)　(b)　(c) 図記号

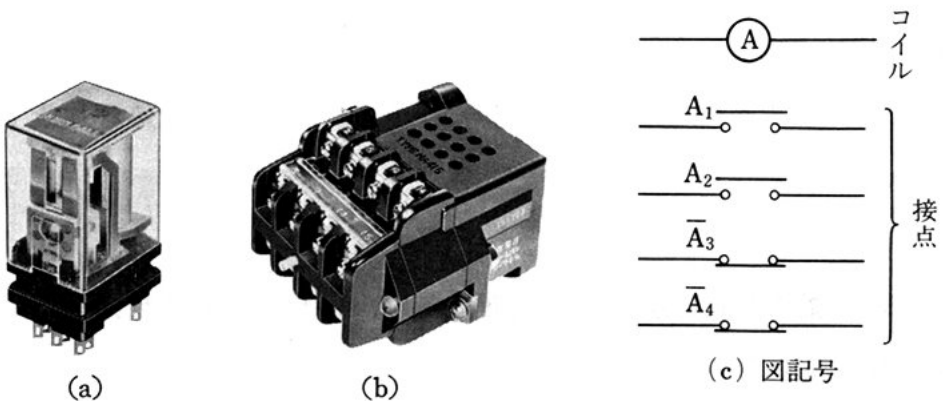



図 8 - 11 継 電 器 と 図 記 号

問 4. 命令スイッチまたは継電器において，a 接点とb 接点の相違を説明せよ。

無接点継電器　トランジスタをスイッチとして使う無接点継電器は，電磁力による継電器と異なり，接点の劣化や故障が少なく，小形で消費電力も小さいという利点がある。

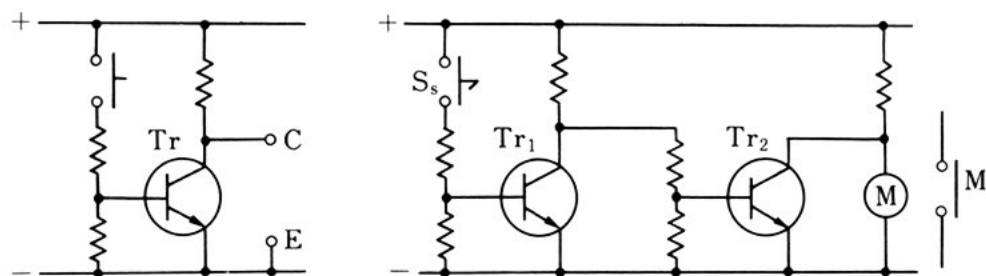
図 8-12(a)はトランジスタ継電器の基本回路であり，ベースへの入力の有無によって，トランジスタの CE 間がオン・オフの動作をするものである。トランジスタは電磁継電器と異なり，入力と出力の接地側が共通になっている。

（a）基本回路　　（b）図 8-10(c)をトランジスタ継電器にする

図 8-12　トランジスタ継電器の回路例

トランジスタ継電器の回路では，ベースに入力があったとき，CE 間がオンになり出力が 0 になるから，入出力信号は反転してしまう。そこで，動作をもとにもどすときは，図(b)のように 2 段接続で使用する。

トランジスタ継電器は，電流容量が小さいので命令処理用として使われる。

（4） タ　イ　マ

（a） 動作と図記号　電磁継電器は，コイルに電流を流すとただちに接点を開閉するが，タイマは，入力信号をうけてから所定の時間を経過したのちに接点を開閉する。

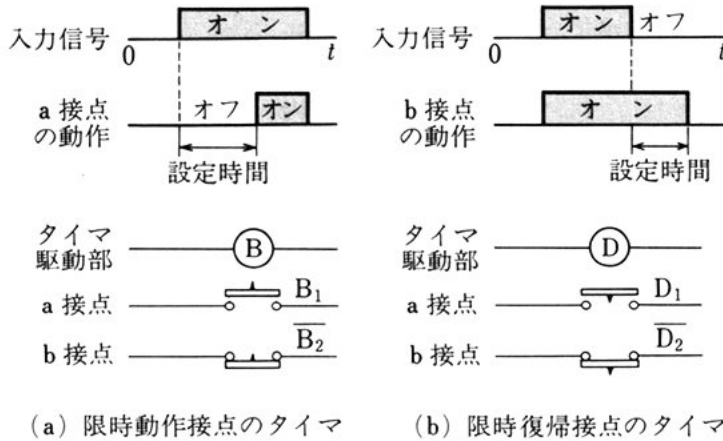
（a）限時動作接点のタイマ　　（b）限時復帰接点のタイマ

注．時間経過に伴うb接点の動作は，a接点の動作とは逆であるが，図では省略した。

図 8－13　タイマの動作と図記号

図8－13は，タイマの動作と図記号の一例を示したものである。図(a)は，入力信号をうけてから一定時間（設定時間）後に接点が動作する**限時動作接点**のタイマである。また，図(b)は，入力信号がオフになってから，一定時間後に接点が復帰する**限時復帰接点**のタイマである。このほか，両者を合わせたような動作をするものもある。

（b）　**機械式タイマ**　　図8－14は，モータタイマ[①]の外観を示したもので，つまみの操作によって設定時間を調整する。

図 8－14　モータタイマ

機械式タイマは，定速度の電動機の回転を歯車によって減速し，カムを回転させて接点を動かす。

（c）　**電子式タイマ**　　図8－15は，電子式タイマの動作原理を示す回路である。設定時間は，CR 回路の時定数によって決まる。

---

① モータタイマには，図8－14のような限時動作のものと，152ページで学ぶように歩進信号を発生するものとがある。

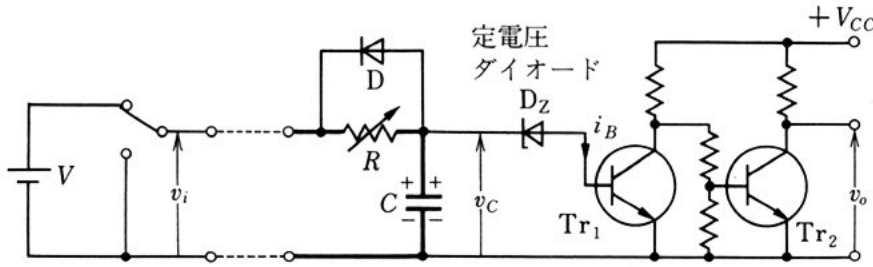



図 8-15　電子式タイマの動作原理（限時動作）**を示す回路**

この回路の動作は次のようになる。

入力信号 v_i によって CR 回路の充電がはじまり，コンデンサ C の電圧 v_C が定電圧ダイオード D_Z のツェナー電圧を越えると，トランジスタ Tr_1 のベース電流 i_B が流れて Tr_1 はオンになる。その結果，Tr_2 はオフになり，出力端子に電圧 v_o があらわれる。

問 5.　タイマの限時動作接点と限時復帰接点のはたらきの違いを説明せよ。

問 6.　図8-15の電子式タイマが，限時動作をする理由を説明せよ。

3.　シーケンス制御回路例

図8-6に示したシーケンス制御装置の回路部分を図記号であら

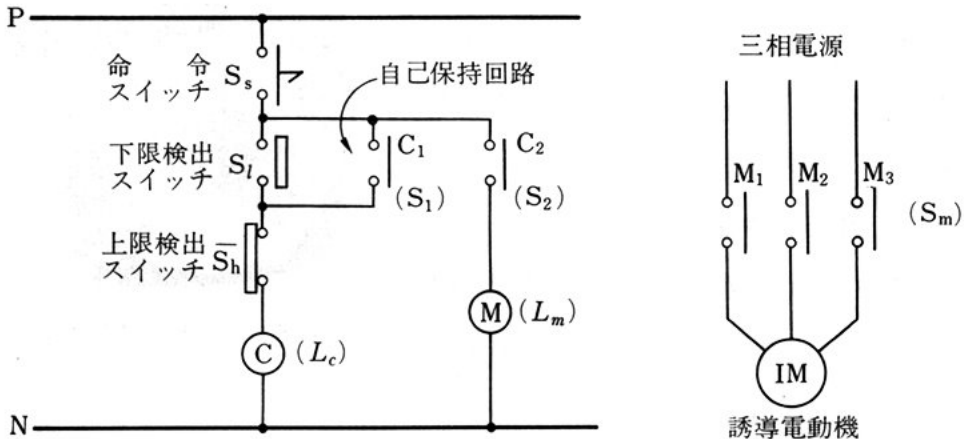



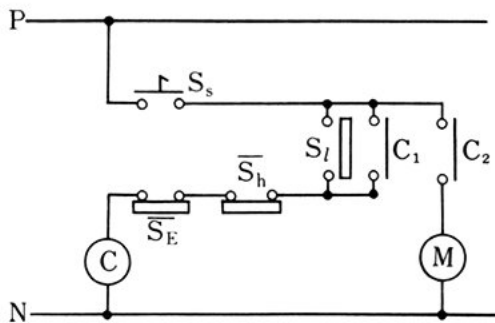
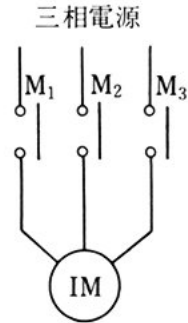
図8-6を図記号で書いたもの

図 8-16　高架タンクへ揚水するシーケンス制御回路

わすと，図8-16のようになる。

＜例題 1＞

図8-5に示したように，貯水槽の水が設定水位より下がったら，ただちにポンプを停止させる条件をつけて，シーケンス制御回路をつくれ。

解

S_Eは，貯水槽の検出スイッチで，図8-5の貯水槽の水位Eに対応する

4. プログラム制御

あらかじめ設定された順序や条件に従って，順次動作する自動制御がシーケンス制御であるが，これは，命令処理の方法によって次のように大別される。

① 条件制御　　すでに学んだ高架タンクへ揚水する場合のように，設定条件を検出して，順次制御を行う方法である。

② プログラム制御　　自動販売機や交通信号機のように，定められたプログラムに従って制御を行う方法である。

時限プログラム制御　　プログラム制御のなかで，交通信号機のように，時間の経過に従い動作する場合を**時限プログラム制御**という。時限プログラム制御はモータタイマによって制御される。

図8-17(a)に時限プログラム制御の一部分のブロック図を示す。図(b)はモータタイマによる歩進信号発生の原理を示したもので

あり，この歩進信号によって，あらかじめ設定されたプログラムに従い制御命令が出されるようになっている。

（a）時限プログラム制御（部分）　　（b）モータタイマ

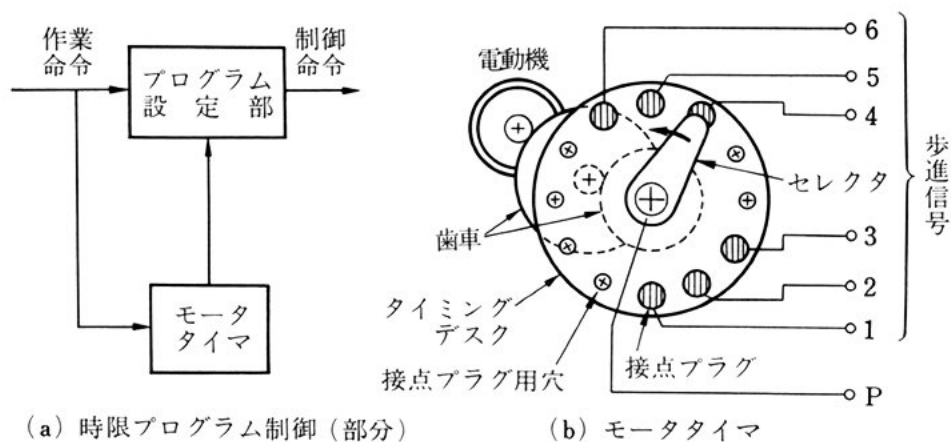



図 8-17　時限プログラム制御（部分）**とモータタイマの原理**

モータタイマは，一定の速度で回転する小形電動機に歯車を組み合わせ，セレクタを低速度で回転させる一種の回転スイッチである。たとえば，セレクタが1回転する時間を交通信号の1サイクルに合わせれば，交差道路の“ゴー”と“ストップ”の時間配分は，タイミングデスク上に配置した接点プラグの位置によって決まる。

このとき，セレクタと接点プラグのオン動作は，第5章および第7章で学んだトリガパルスと同様のはたらきであり，これを起動信号として路上にある信号灯の色が変わる。信号灯は，セレクタが次の接点プラグと接触するまで，自己保持回路のはたらきによって同じ色の信号灯を点灯し続ける。

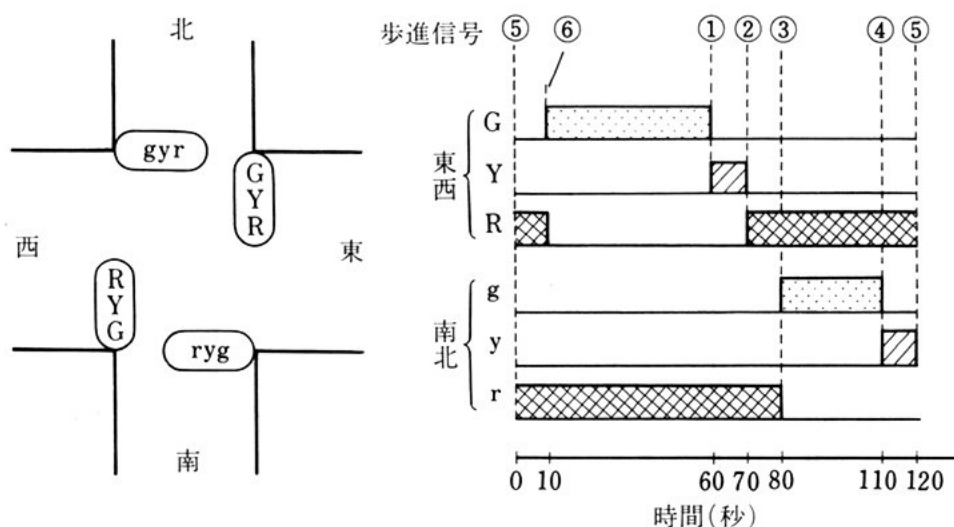
このように，信号灯の色を切り換える制御命令は，セレクタと接点プラグの動作によって順次指令されるから，これを**歩進信号**とよぶ。歩進信号と回路の保持時間（各信号灯が点灯している時間）の関係を示すものが，図8-18(b)の**タイムチャート**で，信号灯の各色の点灯間隔と点灯時間を示している。図8-17(b)におけるタイミングデス

(a) 交差点　　(b) 交通信号のタイムチャート

図 8-18 交通信号の制御

クの接点プラグの位置を変えれば，信号灯の点滅時間の配分を変えることができる。また，モータタイマの歯車を変えるか，電動機の速度を変えることによって全体の時間(周期)を変更することもできる。

図8-19は，交通信号機のシーケンス制御回路例である。たとえば，モータタイマから発生する歩進信号6によって励磁コイル Ⓖ が励磁されて，接点 G_1, $\overline{G}_2$, G_3 を動作させる。これによって接点 G_1 がコイル Ⓖ の自己保持回路を形成するので，歩進信号が消えても接点 G_3 によって緑色信号灯を点灯し続ける。接点 $\overline{G}_2$ は緑色灯が点灯した瞬間に赤色灯を消灯するものである。

次に歩進信号1が入力されると，励磁コイル Ⓨ が励磁されて接点 Y_1, $\overline{Y}_2$, Y_3 が動作する。接点 Y_1 は Ⓨ の自己保持回路を形成し，$\overline{Y}_2$ は緑色灯の回路を解除する。Y_3 は黄色灯を点灯させる。

以下同様にして，歩進信号2が入力されると，励磁コイル Ⓡ が励磁され，接点 R_1, $\overline{R}_2$, R_3 が動作する。各接点のはたらきは上記の説明と同じである。

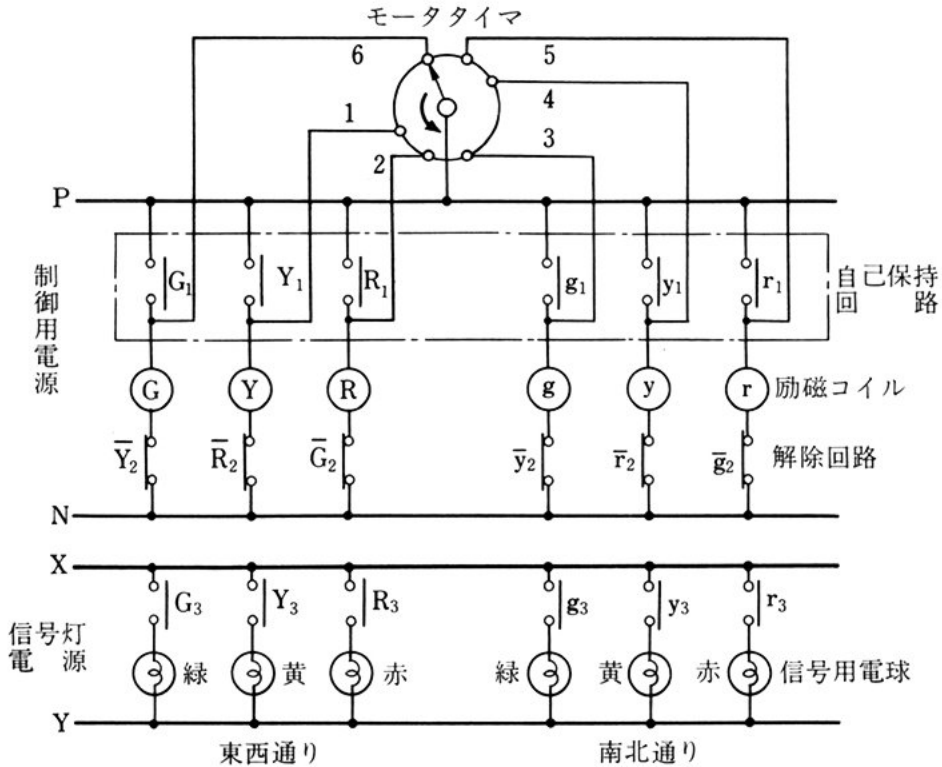



図 8-19　交通信号機のシーケンス制御回路例

問 7.　シーケンス制御を命令処理の方法によって大別し，それらの動作の特徴を説明せよ。また，どのような制御に応用されているか考えよ。

問 8.　タイムチャートおよび歩進信号のはたらきについて説明せよ。

3. フィードバック制御

各家庭で使われているクーラや電気冷蔵庫，またビルディングの暖冷房設備などは，フィードバック制御によって自動的に制御されている。これは，制御量（たとえば室温）をつねに設定された目標値に近づけるように自動的に制御するものである。また，各家庭や工場に配電されている電力も，フィードバック制御によって電圧と周波数を目標値付近に維持しながら発電し，送電されている。

フィードバック制御は，家庭・各種工場・発変電所など多くの場所に応用されている。ここでは，フィードバック制御の基本について学ぶ。

1. フィードバック制御系の構成と動作

図8-20のボイラにおいて，各放熱器からボイラへの復路の水温は，各室の窓の開閉状態などによって変化するから，当然ボイラ内の水温も影響をうける。したがって，燃料の量を調節しなければ，ボイラ内の水温（制御量）を一定値（目標値）に維持することはできない。

図8-20では，人間が①水温測定，②目標値との比較，③制御器の操作（燃料バルブの調節）を行い，水温を一定値に維持しようとしている。このような作業は，機械に行わせたい。

そこで，目標値の設定を等価的に電気的な量として設定しておけば，水温測定を熱電対または温度係数の大きい抵抗を使って電気的な量として検出し，処理することができる。つまり，比較部には電位差計またはブリッジを使い，その出力を増幅して電磁弁などを制

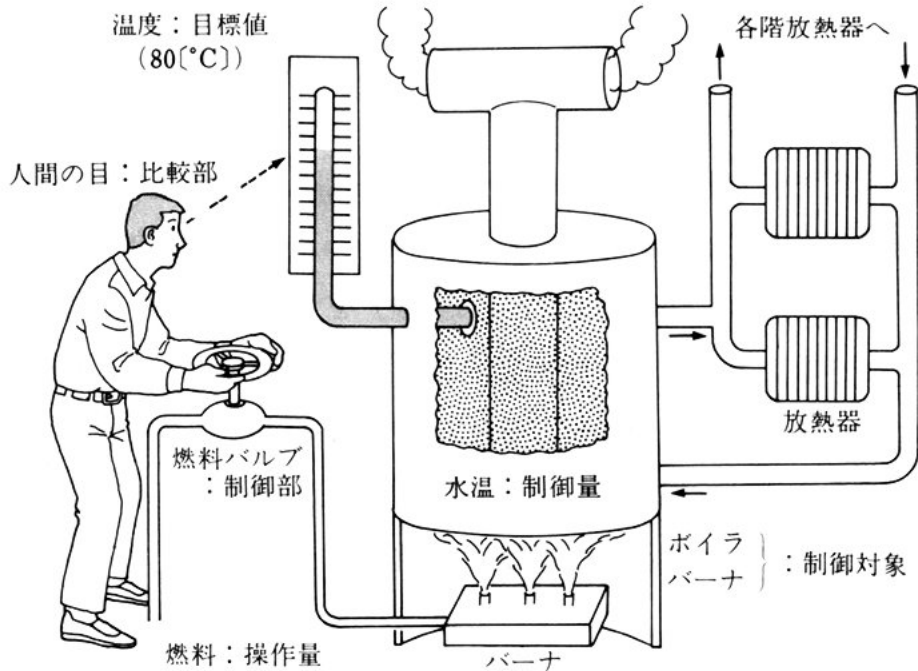



図 8-20　ビルディング暖房の人手によるフィードバック制御

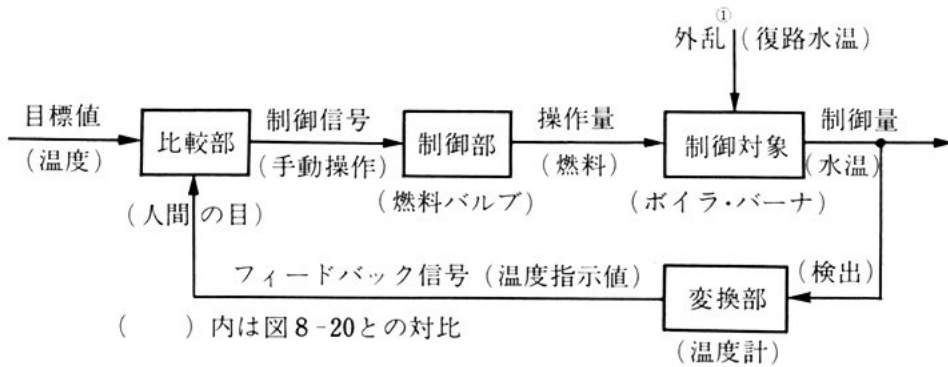



図 8-21　フィードバック制御系の構成

御すればよいはずである。この系の構成は図8-21のようになる。

この方式は，制御量（水温）の測定値が比較部（人間の目）の入力としてもどされ（フィードバック），系が閉ループになっていることが特徴である。

問 9.　フィードバック制御系の構成と特徴について述べよ。

---

① 171ページ参照。

2. フィードバック制御の目標値と制御動作

(1) 目標値と制御動作

(a) **定値制御と追値制御**　ボイラや図8-22(a)のクーラを運転する場合の温度設定のように，目標値が時間の経過に関係なく一定の場合の制御を**定値制御**といい，図(b)の人工衛星の打ち上げ時のロケットの方向や，ならい旋盤のバイト切り込み深さのように，時間の経過とともに目標値が変化する場合の制御を**追値制御**という。

(a) 定値制御　(b) 追値制御

図 8-22 定値制御と追値制御

(b) **制御偏差**　制御量の物理的状態（温度・圧力など）を検出してつくられたフィードバック量と目標値との差を**制御偏差**という。なお，目標値と制御量の差を**偏差**という。

フィードバック制御系が定常状態で動作中は，一般に目標値と制御量の間にわずかな偏差が残る。このような偏差を**定常偏差**または**残留偏差**という。

(c) **制御動作**　定値制御・追値制御とも制御量を目標値に近づける動作には，

① 比例動作（P動作）　② 積分動作（I動作）

③ 微分動作（D動作）

がある。

制御偏差の量に比例した制御信号をつくり，制御量を目標値に近づけるように動作させるのが**比例動作（P 動作）**である。

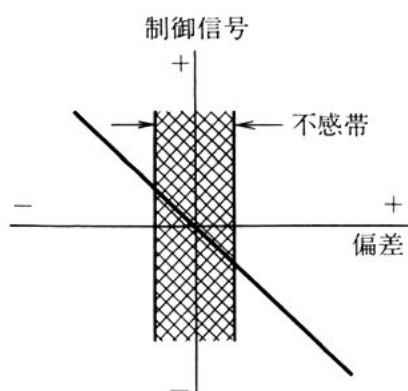
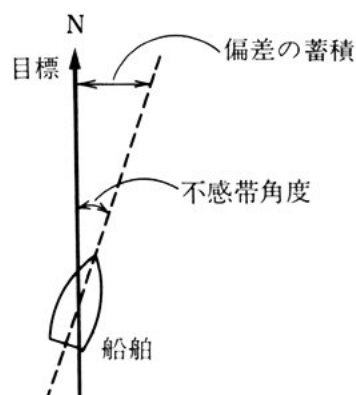
しかし，比例動作では，制御偏差が小さい場合は制御信号も小さく，そのために制御用機器が動作できない領域がある。これを図8-23(a)に示すように**不感帯**といい，この領域では制御が行われないので定常偏差が大きくなる。

（a）比例動作(P動作)　　（b）不感帯と偏差の蓄積

図 8-23　比例動作と制御用機器の不感帯

定常偏差も長時間蓄積されると大きな誤差となる。たとえば，図(b)の船舶は自動航海装置を使ってN方向に進みたいが，機器の不感帯領域内で方向偏差（定常偏差）をもったまま航海を続けるので，長時間経過すれば，航路から大きくはずれる。

そこで，無線装置を使い航路からの偏差も検出して進路を制御すれば，方向偏差を補正することができる。このような制御を**積分動作（I 動作）**という。進路方向の偏差が蓄積されたものが航路からの偏差であり，これを検出して制御するので積分動作とよばれている。

比例動作や積分動作では，制御偏差の大きさに応じた制御信号をつくりフィードバック制御するのであるが，このとき，制御偏差が

（a）ゆるやかな変化　（b）急激な変化

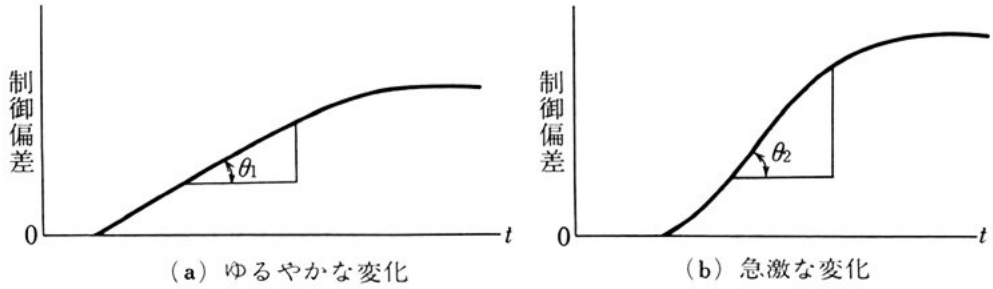



図 8-24 微分動作の原理

図8-24(a)のようにゆるやかにあらわれる場合は問題なく制御され，制御量は目標値にもどされる。

しかし，制御偏差が図(b)のように急激な変化としてあらわれたときは，制御量が目標値に近づくまでにかなりの時間的遅れが生じて，誤差の原因になる。そこで，この遅れを少なくするために，制御偏差のあらわれ方が時間的に急激かどうかを検出してフィードバック制御をする。これが**微分動作（D 動作）**である。微分動作は，図8-24の θ の大きさに応じた制御信号をつくり，フィードバック制御を行うものである。

実際のフィードバック制御では，上記の比例動作（P 動作）を単独で行う場合もあるが，比例動作と積分動作（I 動作）を組み合わせた **PI 動作**としたり，さらに微分動作（D 動作）も組み合わせて **PID 動作**として行う場合も多い。

積分動作と微分動作は，単独では行わず，比例動作の制御性能を向上させるために行うものである。

（2） 制御動作と安定性

フィードバック制御系では，制御量が目標値からはずれると，その偏差を検出して，制御量を目標値に近づけようとする動作がおこる。このときゆっくりした動作で制御すれば，装置は安定した動作をするが，制御量を急速に目標値へ近づけようとする場合は，制御

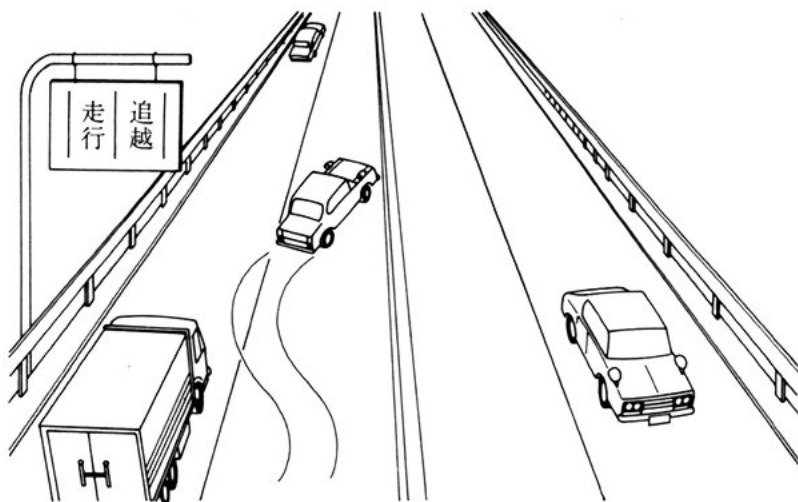



図 8-25

動作が不安定になりやすい。たとえば，図8-25の高速道路でゆっくりとハンドル操作（制御）を行い，車（制御対象）を走行車線（目標値）にもどす場合は安定に走れるが，急なハンドル操作をすると不安定になり，だ行する。ときには大事故にもなりかねない。

自動制御装置でも，制御信号の変化に応じて，安定でしかも速やかに動作することを目的としている。

問 10. 目標値と制御偏差の関係について述べよ。

問 11. フィードバック制御における，制御偏差と比例動作について説明せよ。

3. フィードバック制御用機器

フィードバック制御系において制御すべき量は，図8-26に示すように温度・圧力・変位などの電気以外の量である場合が多い。しかし，これらの量は，第7章で学んだように各種センサを用いて変換部において電気信号に変換され，比較部において処理される。たとえば，制御量が温度の場合は，熱電対またはサーミスタによって電気的な量とし，これをフィードバック信号に用いる。

ところが，制御部は図 8－26 に示すように小さな制御信号によって大きな力を出す場合が多いので，**増幅装置**と**サーボモータ**が必要になる。

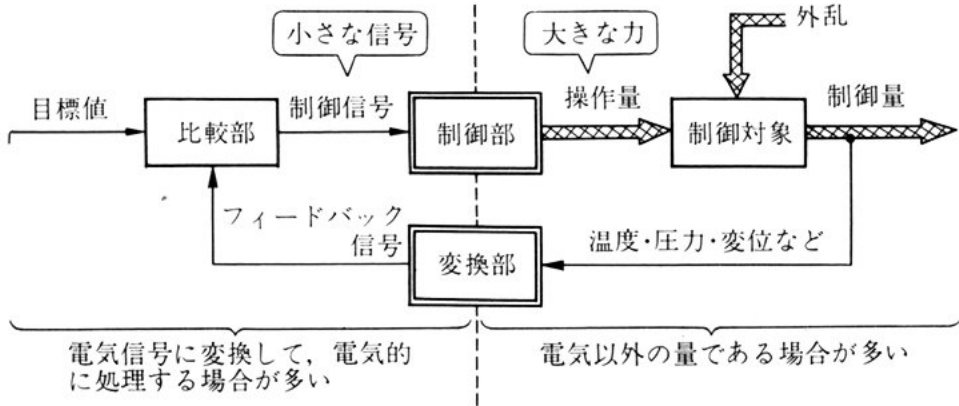



図 8－26 フィードバック制御系

次に，これらの機器の動作原理について学ぶ。

(1) 変　換　部

図 8－27 に示すように，回転速度・温度・変位などは検出器によって電圧または抵抗値に直接変換できる。しかし，圧力や流量などは変位として検出してから，必要があれば電気的な量に変換する場合が多い。

図 8－28 は，変位を電気的な量に変換するための**差動変圧器**と**ポテ**

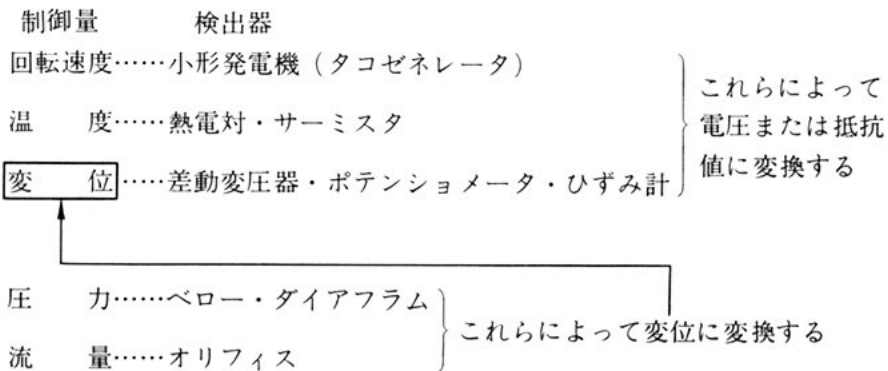



図 8－27 変換部による検出変換方法

ンショメータ（可変抵抗器）である。ポテンショメータには回転形と直線形がある。

差動変圧器は，可動鉄心の動きによって一次コイル L_P と二次コイル L_{S1} および L_P と二次コイル L_{S2} の結合度が逆に変化するので，二次コイル間の電圧の差 $v_{s1}-v_{s2}$ を出力として，変位を検出するものである。

（a）差動変圧器　　（b）ポテンショメータ

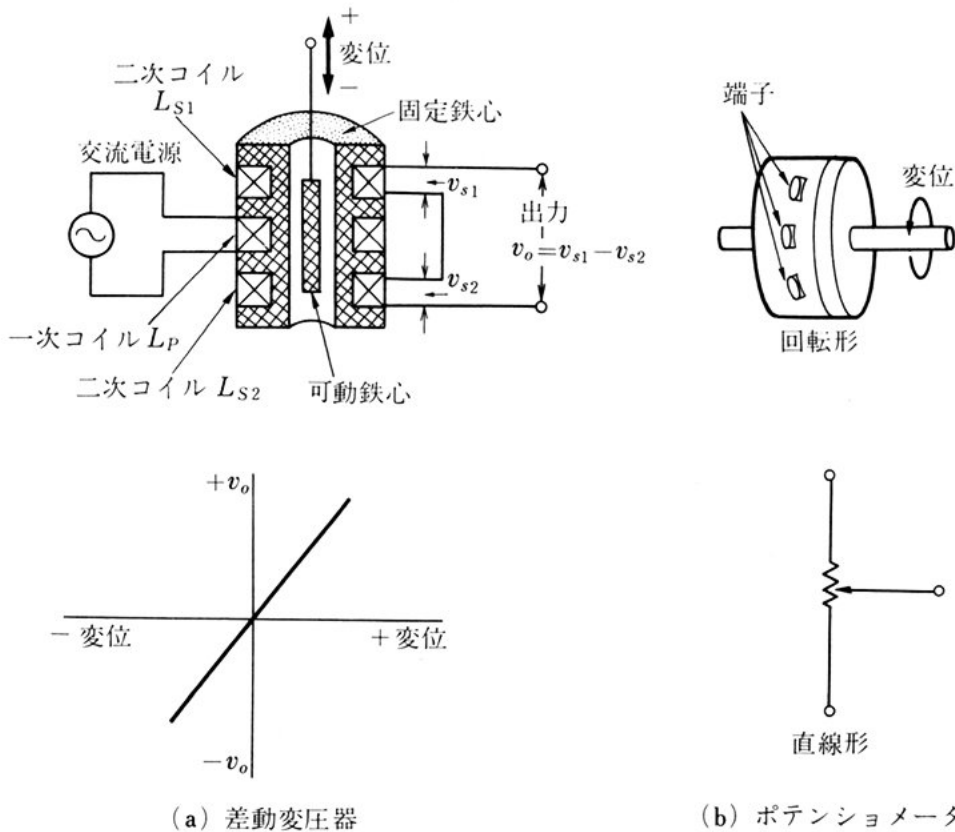



図 8-28　変位検出器（出力は電気的な量）

図8-29は，圧力または流量を変位に変換する検出器である。これに差動変圧器を組み合わせれば，圧力または流量を電圧に変換することができる。図(b)はその例であり，差動変圧器を組み込んだ流量計の原理図である。

図(a)の**ベロー**は，アコーデオンのようなひだをつけた円筒状容

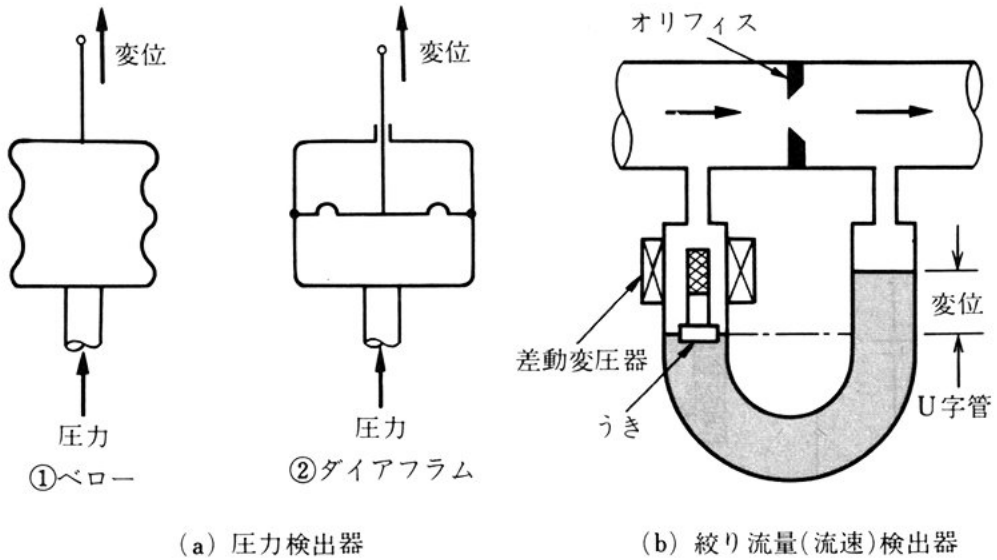



図 8-29　圧力と流量の検出器（出力は変位）

器であり，弾力性に富む薄い金属でできている。ひだがあるため伸縮しやすく，空気圧の検出によく用いられる。

また，**ダイアフラム**は，同心円状のひだをつけた弾力性に富む薄い金属円板でできたものである。この円板もひだがあるために，垂直方向に動きやすく，液体や気体の圧力とばねのつり合い状態を変位として検出するのに適している。

以上は検出器の一例であるが，変換部に使われる機器は，電圧・温度・速度・変位・光量など多種多様の制御量を検出・変換するのであるから，検出器（センサ）の種類もひじょうに多い。

問 12. 差動変圧器とポテンショメータは，それぞれどのような変換をする検出器か。

問 13. 温度・回転速度・変位・光量・圧力などの制御量を，電気的な量（電圧・抵抗など）として変換する検出器を調べよ。

（2） 比　較　部

制御量が電気的な量として検出されたときの，比較回路の例を図

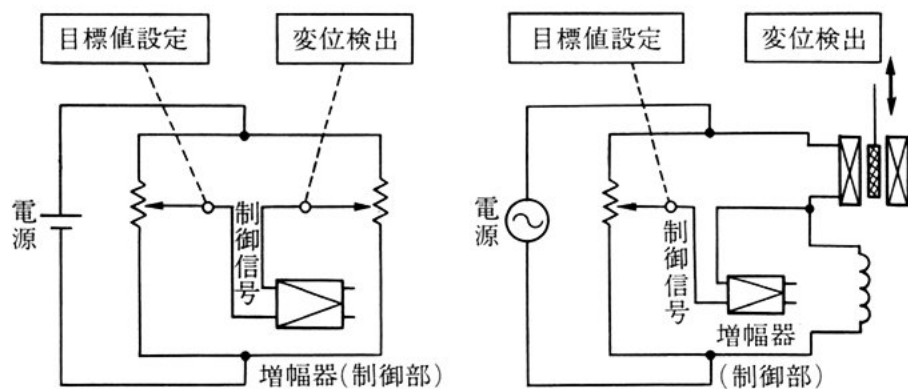
8－30に示す。ブリッジ回路によって目標値と検出値の比較をし，その差を制御信号として制御部へ送る。

（a）ポテンショメータを使用した回路　（b）差動変圧器を使用した回路

図 8－30　目標値と検出値（フィードバック量）の比較回路

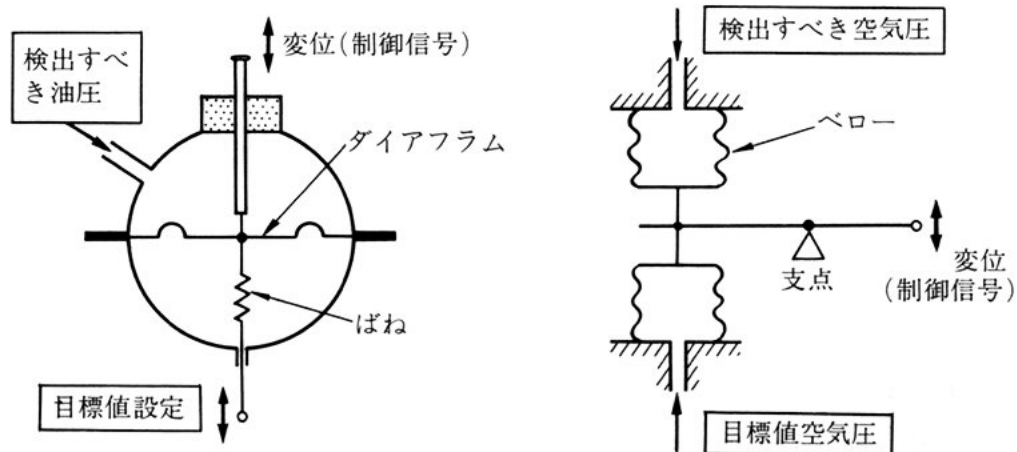
制御量が油圧または空気圧の場合は，図8－31のような原理で目標値と制御量を比較し，制御信号をつくる。この場合，制御信号は電気的な量に変換することなく，変位のままで制御部の油圧サーボ機構に伝達することが多い。　5

（a）油圧検出比較部　（b）空気圧検出比較部

図 8－31　油圧と空気圧の比較部

(3) 制　御　部

比較部でつくられた制御信号は，電気的信号または機械的信号(変位・油圧・空気圧)であるが，いずれも微小な信号である。しかし，制御部では，操作量として大きな電力または大きな力と大きな変位を出力するのが一般的であるから，電気的または機械的な増幅装置が必要になる。

(a) **電気式制御部**　電気的な制御信号を増幅して，制御対象を操作するための増幅器を**サーボ増幅器**という。これは電力増幅器の一種である。サーボ増幅器では，制御対象を駆動するための大きな電力を出力するために，トランジスタによる電力増幅回路やSCRによる制御回路が使われている。

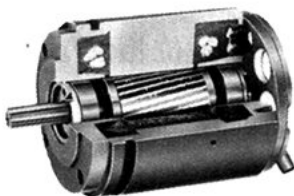
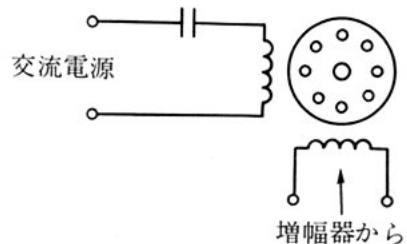
制御対象としてサーボモータが使われることが多い。図8-32(a)は二相式サーボモータの切断写真である。二相式サーボモータは，電気的には図(b)のように2組のコイルをもつ誘導電動機の一種である。

(a)　(b)

図8-32　サーボモータ(二相式)

図8-33(a)は，サーボモータの駆動回路を示したものであり，検出のための回路は簡略化して差動変圧器だけとしてある。また，この場合のサーボ増幅器は，正弦波を増幅すればよいから，音声信号増幅用の電力増幅器と同じものでよい。

いま，差動変圧器の可動鉄心が＋の変位ならば電力増幅器の出力

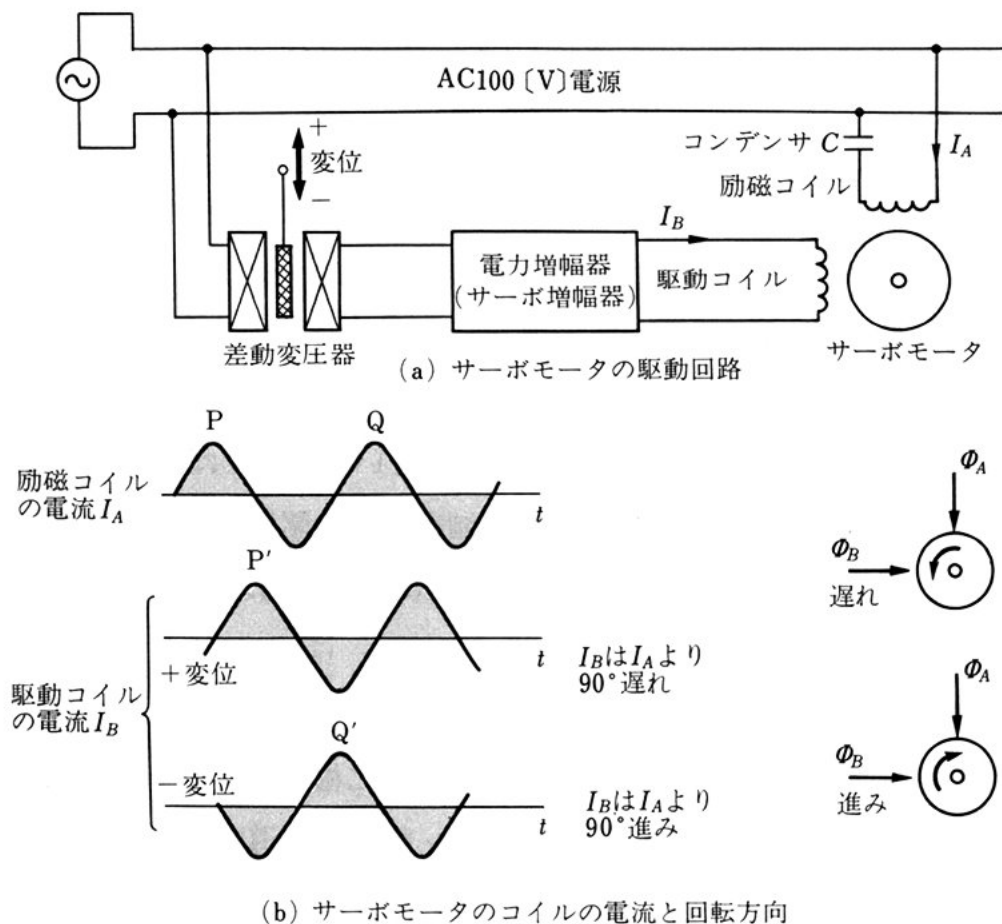



図 8-33 サーボモータの駆動回路と回転の原理

は電源と同位相であり，－の変位ならば電源と逆位相になるものとする。

励磁コイルにはコンデンサ C がはいっているから，電源と電力増幅器の出力が同位相のときは I_A が I_B より 90° 進んでいる。すなわち，図(b)のように，I_A の波形の P と I_B の波形の P′ に示すように I_B が I_A より 90° 遅れ，これによって発生する磁束も Φ_B が Φ_A より 90° 遅れているので，サーボモータの回転子は図のように左に回転する。

また，電源と電力増幅器の出力が逆位相のときは，I_A と I_B は波形の Q と Q′ に示すような関係になり，図のように回転子は右に回

転する。

電力増幅器の出力すなわち I_B の大きさの変化によって回転速度も変化するから，サーボモータは比較部の信号に応じて，回転方向と回転速度を自由に変えることができる。

問 14. サーボモータの2組のコイルのはたらきと回転原理について説明せよ。

（**b**） **電気式サーボ機構の例**　図8-34は，電気式サーボ機構の動作原理であり，入力電圧 v_r（目標値）の変化に指針の変位（制御量）が追値動作をするようになっている。指針の変位は，ポテンショメータの R によって電圧 v_f に変換される。目標値 v_r とフィードバック電圧 v_f の間に電位差（制御偏差）があれば，この制御偏差を増幅してサーボモータを駆動する。制御偏差が0になるまで動作は続く。

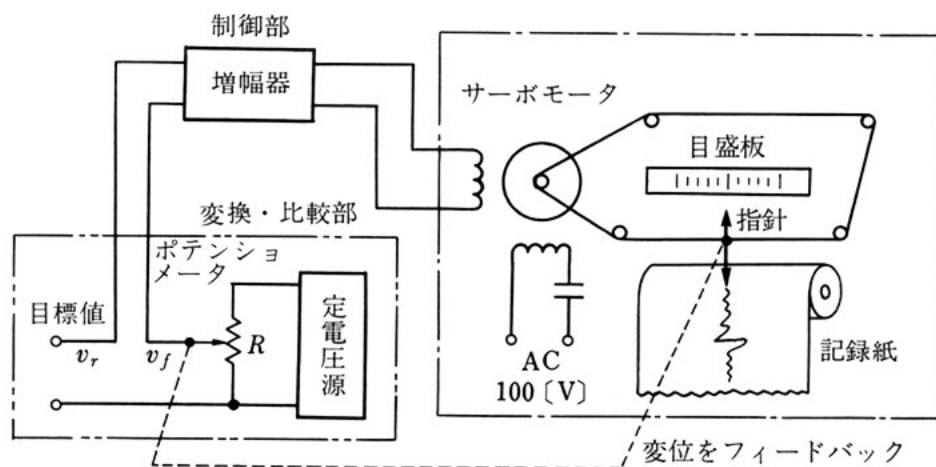



図 8-34　電気式サーボ機構の例（自動平衡記録計）

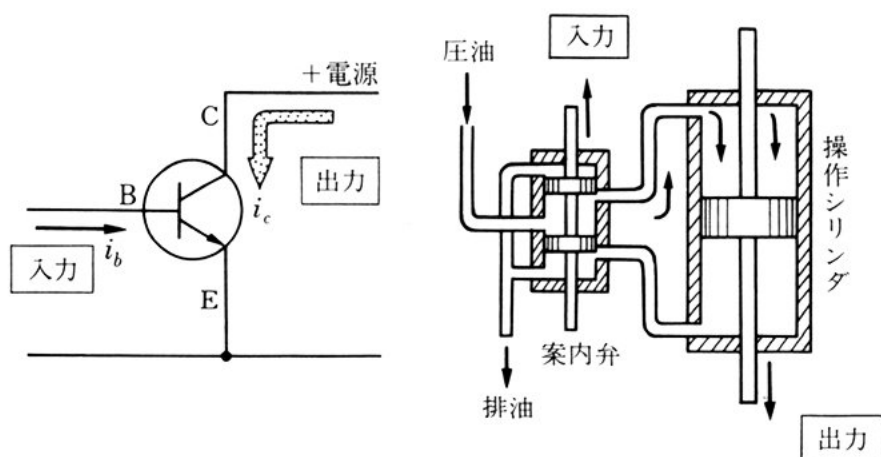
（**c**） **機械式制御部**　機械的な制御装置には，図8-35のような油圧サーボモータがある。案内弁には小さな力と小さな変位を与えるだけで，高い圧力の圧油の作用によってピストンから大きな出力が得られる。したがって，この装置には増幅作用があるといえる

注．圧油は高い圧力を加えられた油で，トランジスタ回路のコレクタ電源に相当する。

図 8-35　油圧サーボモータの動作 (1)

(図において，トランジスタと対比して考えてみるとよい)。なお，ブルドーザなどの土木機械は，このような油圧サーボモータによって，排土板などの重量のある部分を動かしている。

増幅素子としてのトランジスタは，ベース電流 i_b に比例したコレクタ電流 i_c を流すが，図 8-35 における油圧サーボモータは，案内弁にわずかな変位を与えると，時間の経過に従って操作シリンダ内に送られる圧油の量は増加し続けるので，ピストンは極限まで移動してしまう。

そこで，トランジスタの増幅動作と同じように，この油圧サーボモータが入力変位の増減に比例した出力変位を得るために，図 8-36 (a) のようなフィードバック用てこで操作シリンダと案内弁を連結した場合を考えてみよう。

てこの入力端に変位 x_i を与えると，案内弁が動作して操作シリンダに圧油が送られる。その結果，操作ピストンが移動をはじめ，フィードバック用てこを通して案内弁を動かす。てこの $\mathrm{P_C}$ 点がもとの位置にもどったとき，図 (b) のように，案内弁がとじ，圧油の

移動が止まり操作ピストンも停止する。すなわち，入力変位 x_i に比例した出力変位 x_o が得られる。

(a) 変位x_iによって案内弁が開く。したがって，ピストンに圧力が加わる。

(b) 案内弁が閉じてピストンは停止する

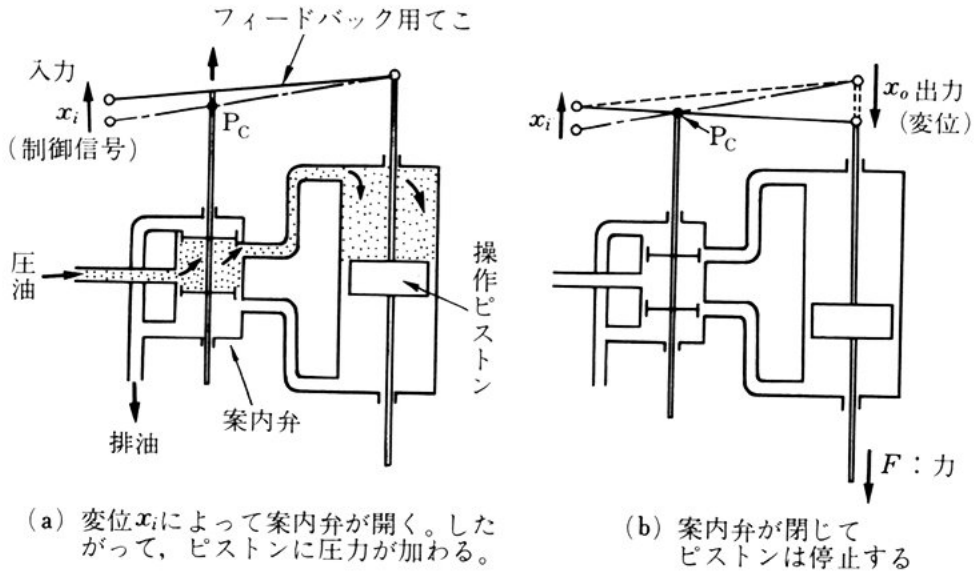



図 8-36 油圧サーボモータの動作 (2)

(d) フィードバック制御装置の例　図 8-37 は油圧式サーボ機構を使用したフィードバック制御装置である。

水車は，案内羽根の角度を油圧によって変化させ，流入水量を調整することによって出力を増減できるようになっている。

いまかりに，発電機の負荷が増加して水車の回転速度が低下すると，速度検出発電機の周波数が低下する。したがって，速度の変動が検出できる。この検出した信号を電子回路で処理し，図の左側の油圧案内弁を操作する。その結果，次の操作用サーボがはたらき案内羽根を開くので，流入水量が増加して水車は出力を増し，速度の低下を修正する。

問 15. 油圧サーボモータ（フィードバック用てこのない場合）の動作を，電力用トランジスタの動作と比べて説明せよ。また，動作の異なる点について述べよ。

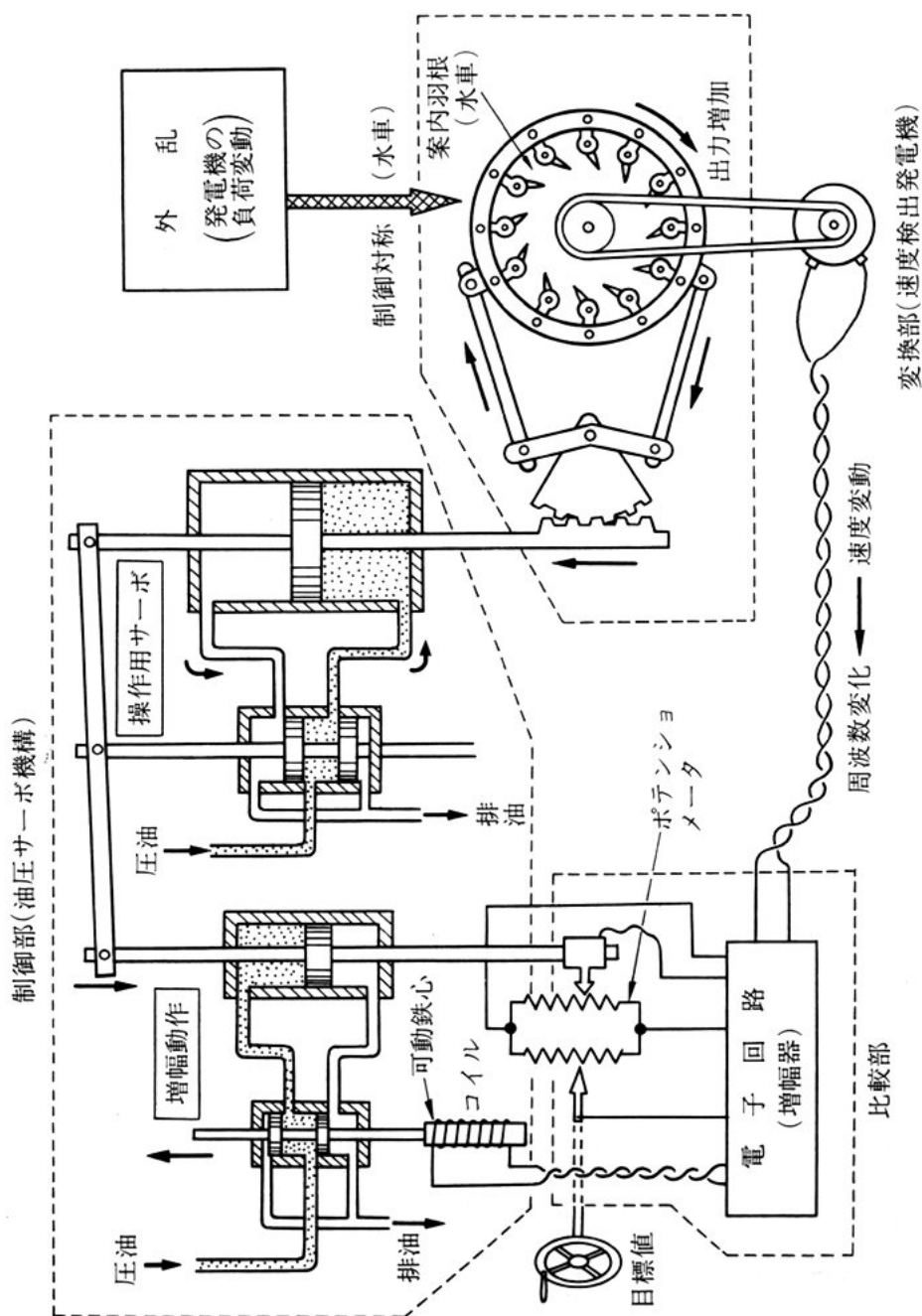



図 8-37　油圧式サーボ機構によるフィードバック制御装置

問 16. 制御系の各要素は，入力の制御信号に対して出力動作の時間的遅れが必ずある。図 8-34 または図 8-37 の中では，どの要素（機器）が最も遅れが大きいと思うか。また，その理由について考えよ。

4. フィードバック制御系の応答と安定性

（1） 応　　答

シーケンス制御で扱った信号は，オン・オフ変化のディジタル信号であったが，フィードバック制御で扱う信号は，1日の気温の変化のように連続的に変化する場合が多い。また，シーケンス制御系では，動作が将棋倒し（しょうぎだおし）のように一方的に伝達されていったが，フィードバック制御系では，図 8-38 のように信号の経路が閉ループになっている。そこで，ひとたび目標値の変更や制御量の変動があると，信号は閉ループ内を循環してどのような値に落ち着くのか見当がつかない。

この制御系において，目標値の変更や**外乱**[①]によって発生した信号

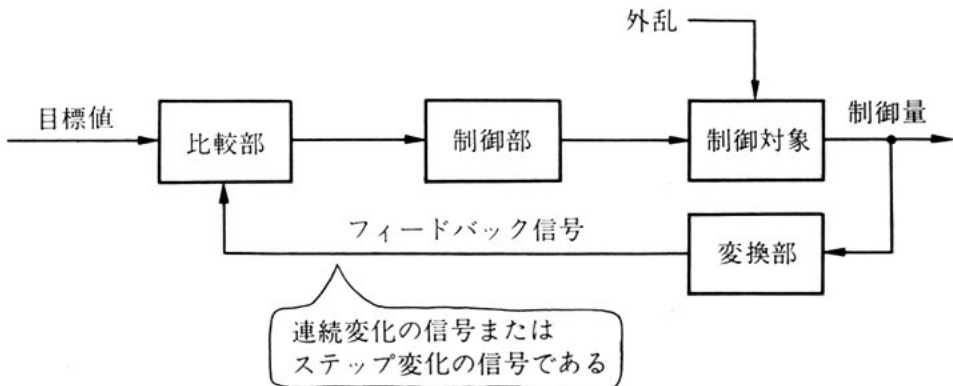



図 8-38 フィードバック制御系の信号

① 制御量を変動させる外部からの要因をいう。たとえば，高速道路を走行中の車に吹き付ける強い横風は，車の進行方向を乱す外乱の例である。

が閉ループ内を循環し，制御量の変化が時間的にどのような経過をたどり，また，どのような値に落ち着くのかを示すのが**応答**である。

制御系に加えられる信号や外乱としては，図8－39(a)の気温の変化のような連続変化をするものと，図(b)の電力使用状態のように急激に変化するものに大きく分けられる。信号が図(a)のようなものを**連続信号**，図(b)のようなものを**ステップ信号**という。

(a) 1日の気温の変化（連続変化）

(b) ある家庭の1日の電力使用状態（ステップ変化）

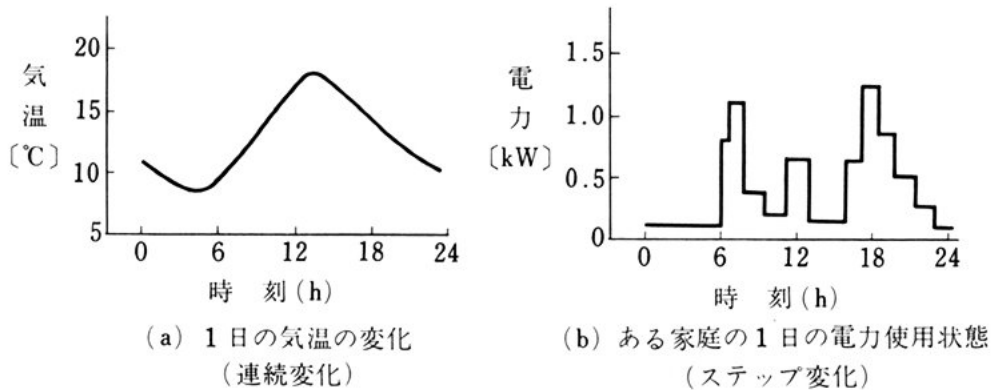



図8－39　連続変化とステップ変化の例

入力信号が正弦波[①]の場合に，系または各要素が入力信号の周波数に対してどのような応答を示すかをあらわすものを**周波数応答**という。また，入力信号が急激に（オン・オフ動作のように）変化した場合の応答をあらわすものを**過渡応答**という。各応答は，あとで学ぶボード線図や過渡応答のグラフまたは伝達関数とよばれる数式であらわされる。

(2) 安　定　性

フィードバック制御系または各要素個々の応答を考えるとき，入力信号の変化や外乱に対して，各要素がすばやく応答してくれるほうが自動制御において望ましい結果を得るはずである。ところが，

① 制御系の入力信号が連続変化である場合の応答は，正弦波信号を入力して調べる。

すでに学んだサーボモータは，機械的動作であるから慣性も大きく，トランジスタ増幅器と比べた場合，すばやい応答は望めない（図8－40）。

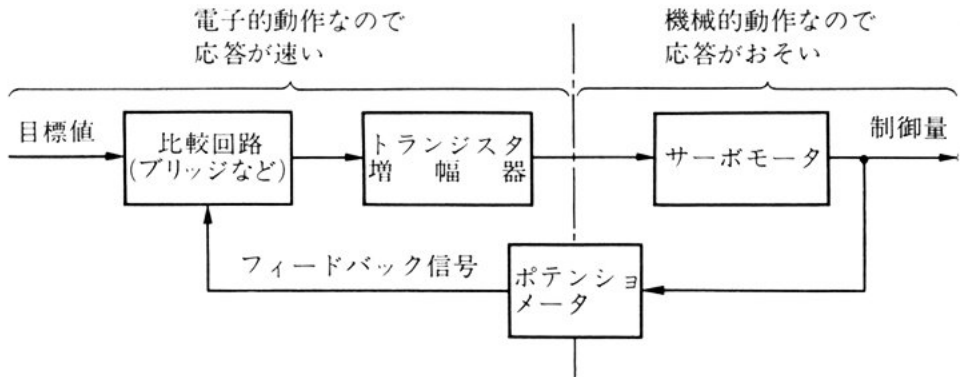



図8－34の自動平衡記録計の制御系

図 8－40 制御装置各要素の応答速度（追値性能）

しかし，増幅器の増幅度を大きくすれば，小さな制御偏差（入力信号）でも大きな出力が得られるので，サーボモータの回転速度は速くなり，応答性能は改善されるはずである。ところが，回転速度を大きく取り過ぎると，慣性によって目標値を行き過ぎてしまい，動作がひじょうに不安定になる。最悪の場合は，発振現象をおこし，ひじょうな危険を伴う場合もある。

そこで，制御系の応答を測定し，安定性の良否を判定する必要がある。

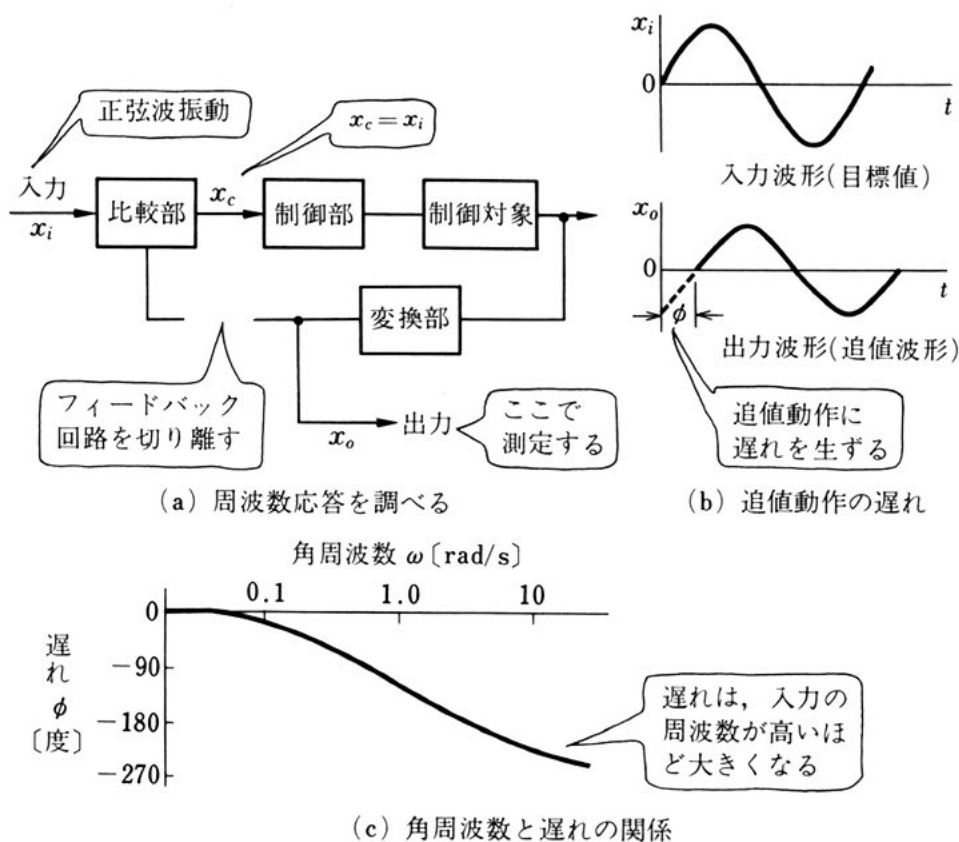
問 17. フィードバック制御系では，なぜ安定性が問題になるのか説明せよ。

（3） 周波数応答とボード線図

フィードバック制御系の応答を知る1つの方法に，正弦波振動を入力し，出力の変化（周波数応答）を調べる方法がある。図8－41(a)のように，フィードバック回路を切り離し，目標値のかわりに正弦波振動（比較部が電気回路ならば交流電圧）を入力し，周波数を変化

（a）周波数応答を調べる　（b）追値動作の遅れ

（c）角周波数と遅れの関係

図 8-41　正弦波振動に対する追値動作の遅れ

しながら出力の追値状態を測定する。これは，電子回路における増幅器の周波数特性の測定と同じである。

ただし，フィードバック制御系で重要なものは，図(b)のように追値動作の遅れつまり入力と出力の位相差である。図(c)はサーボモータを用いた制御系の追値動作の遅れを測定した例である。制御系にサーボモータがあると，慣性のため毎秒1.6回（ω=10〔rad/s〕）くらいの振動でも，目標値への追値動作が大きく遅れることを図は示している。さらに，装置が大形化すればするほど遅れが大きくなり，低い周波数の入力でも出力との間に大きな位相差を生ずるようになる。

なお，周波数応答の測定にあたっては，位相差の測定と同時に，

入力と出力の振幅比（増幅度と同じ）も測定する。表現方法も増幅回路の場合と同様に，入力 x_i と出力 x_o の振幅比を対数であらわし，これを**制御系のループ利得**といい，G〔dB〕であらわす。すなわち

$$G=20\log_{10}\left|\frac{x_o}{x_i}\right| \qquad (8-1)$$

となる。

入力信号（目標値）の角周波数の変化に対する制御系のループ利得 G と入出力の位相差 ϕ（追値動作の遅れ）を，図8-42のように，並べて描いたものを**ボード線図**という。ボード線図は，ループ利得と位相差を重ねて描くこともある。これらは，フィードバック制御系が安定した動作をするかどうかを判定するための重要な手がかりとなる。

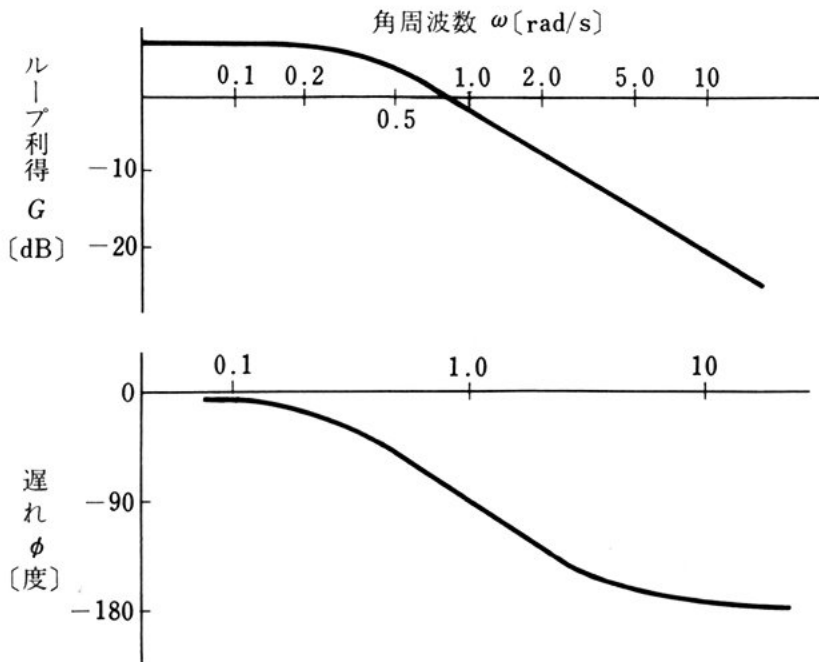



図 8-42 ボード線図（フィードバック制御系の周波数特性）**の例**

問 18. 周波数応答のグラフは，制御系または要素の何を測定して得られるか。

5. 安定性の判別

(1) ボード線図による安定性の判別

フィードバック制御系は，図 8-43 に示すように，目標値 x_i とフィードバック信号 x_f から制御偏差 x_c ($=x_i-x_f$) を得ている。図 8-43 は，第2章で学んだ負帰還回路の一種と考えられる。 5

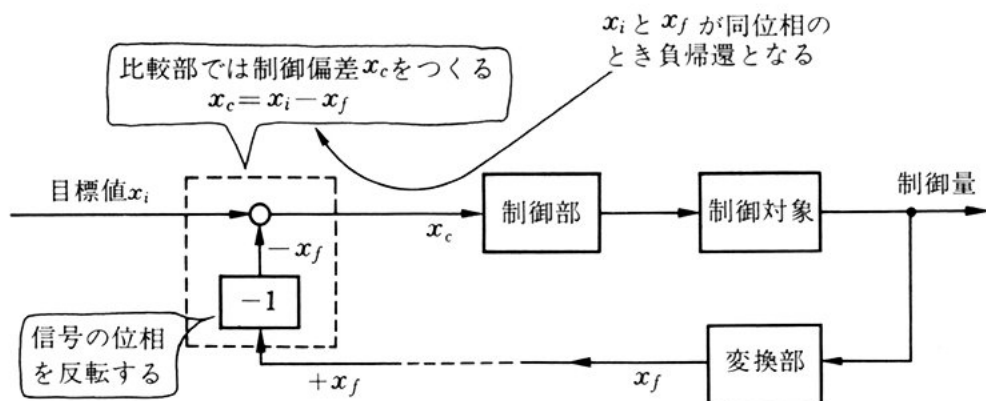



図 8-43 フィードバック制御系は負帰還回路

もし制御系の追値動作に遅れが生じ，目標値 x_i よりフィードバック信号 x_f の位相が 180° 遅れた場合は，正帰還になってしまう。このとき，制御系のループ利得が 0〔dB〕(1倍)以上，つまり $G \geqq 0$〔dB〕ならば，フィードバック回路を結合して制御系のループを閉じたときに，この制御系は，すでに第3章で学んだように発振し，安定な動作をしない。 10

また，G が 0〔dB〕以下であっても，0〔dB〕に接近した値のときは，制御量が減衰振動をし，一定値に落ち着くまでに長い時間を要して実用にはならない。すなわち，制御系が安定な動作をするためには，図 8-44 に示すように，ある程度の余裕（利得余裕・位相余裕） 15 が必要である。

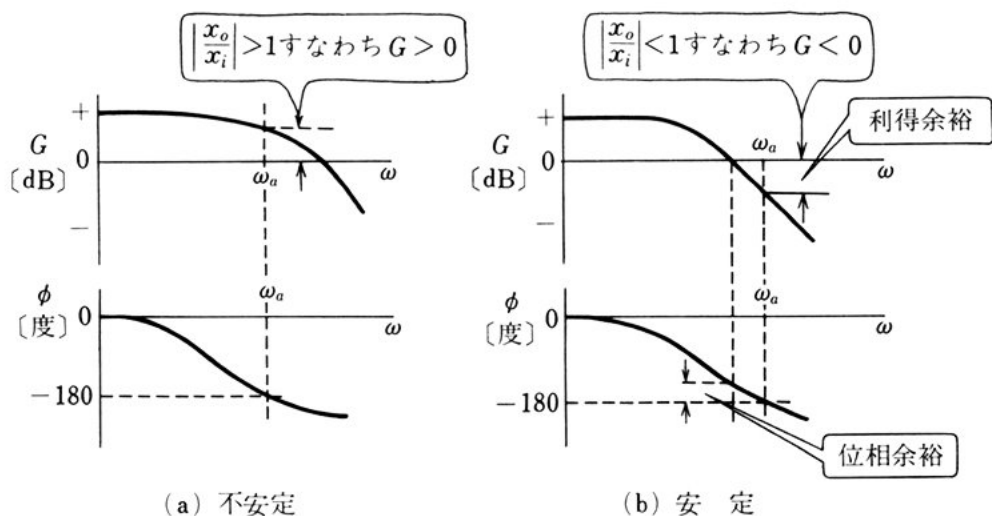
問 19. 制御系のボード線図が，それぞれ図 8-45 のような制御装置がある。安定性を判別せよ。

ω_a は，追値動作の遅れが 180° のときの角周波数を示す。

図 8-44 ボード線図によって系の安定と不安定を判別

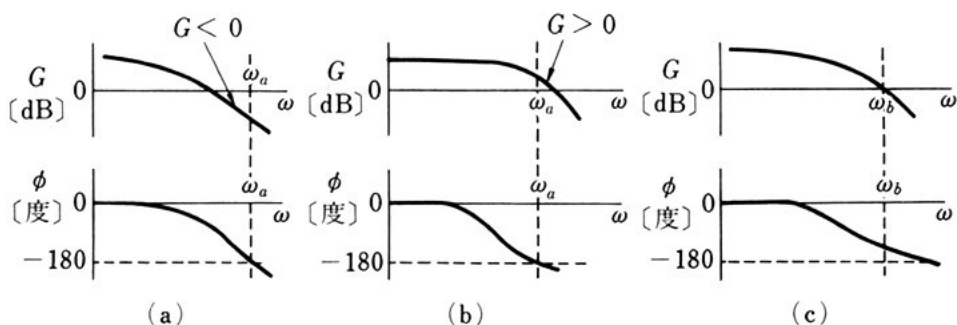



図 8-45 制御系のボード線図の例

(2) 過渡応答と安定性の良否

フィードバック制御系において，目標値を変更したり，外乱が加えられたりするときは，信号や制御量がある一定値に急変する場合が多い。この急変する信号はステップ信号であらわされる。ステップ信号を入力したときの，制御系や各要素の応答を示すものが過渡応答である。

フィードバック制御系の過渡応答は，図 8-46 **(a)** のようにループを閉じたまま，ステップ信号を目標値として入力し，制御量の変

化を観察したものである。これは，ボード線図を得るための周波数応答が，開ループで測定されたことと異なる点である。

（a）過渡応答を調べる　（b）制御量の応答状態

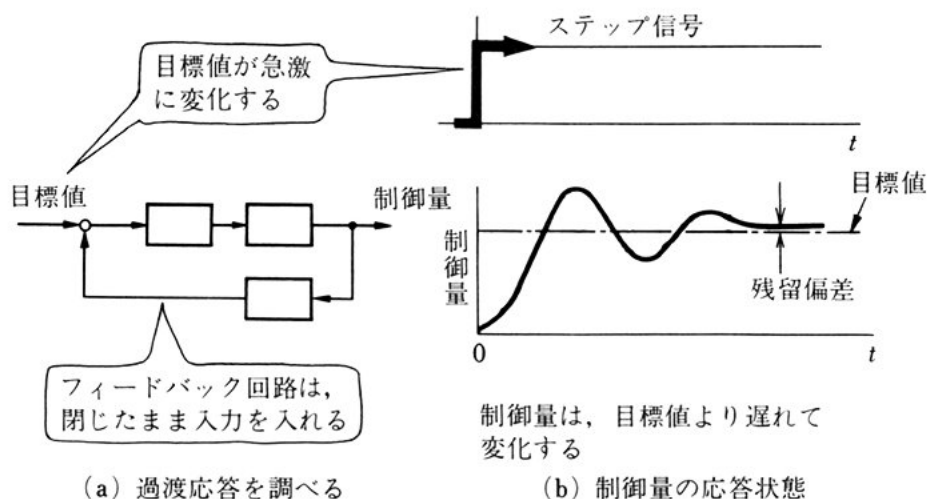



図 8-46　過渡応答（目標値の変化と制御量の変化）

ステップ信号による制御系の応答は，制御量が目標値の急変に追いつくことができず，図(b)のように変化をしながら，ある時間を経過した後に目標値に落ち着く。このとき，目標値と制御量の間に定常偏差が残る場合がある。定常偏差は，ループ利得を大きくすることによって少なくできる。

図8-47は，過渡応答のいろいろな形のうちの代表的な例を示したものである。図(a)は，目標値に達するまでの時間は長いが安定に動作する場合，図(c)は発振状態で不安定な場合である。図(b)は図(a)と図(c)の中間状態であり，図(a)の場合より応答は速いが振動を含む場合である。前に学んだボード線図において，$\phi = -180°$ のときループ利得 G が負であっても0に接近すると，図(b)の減衰振動が長く続き，実用にならない。

制御系に必要な速やかな追値動作と安定性をもたせるには，図(b)のようにわずかな**行過ぎ量**（オーバーシュート）があらわれるよう

(a) 安　定　(b) 安定(減衰振動)　(c) 不安定(発振)

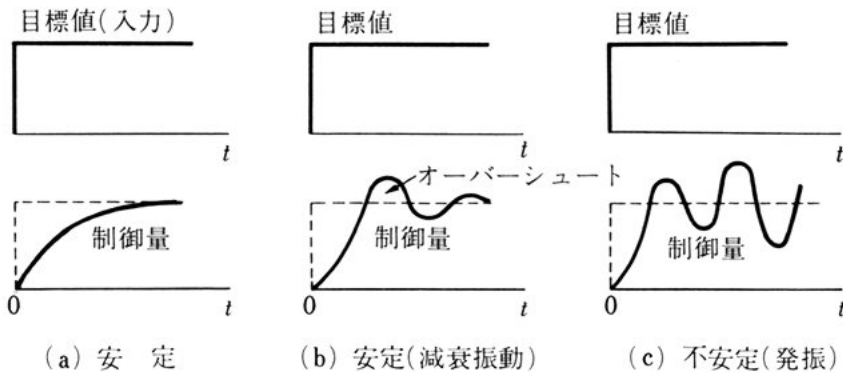
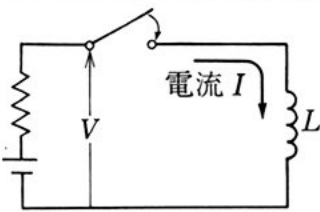
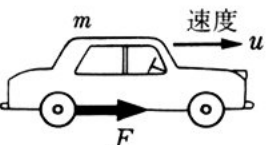
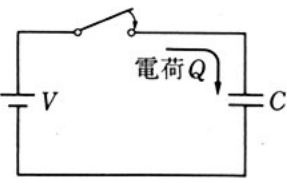
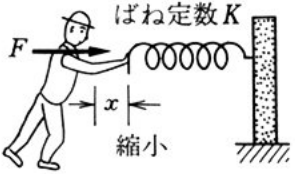



図 8-47 過渡応答のいろいろな形(代表的な例)

に，制御系の利得余裕または位相余裕を調整する必要がある。

問 20. フィードバック制御系として望ましい動作を，過渡応答の図から説明せよ。

6. フィードバック制御の数量的取り扱い

(1) 電気系要素と機械系要素の類似性

フィードバック制御の装置は，すでに学んだように，電気系要素(増幅器や検出器など)と機械系要素(油圧サーボモータなど)が混じっていることが多い。したがって，これらの要素の動作を解析するには，電気系と機械系に分けて計算しなければならない。しかし，機械系の要素を，それと等価な電気系の要素で置き換えることができれば，ひじょうに便利である。

電気系と機械系の物理現象は似ており，それをあらわす式も表8-1のように同じ形で表現できる。

質量 m の物体に加える力 F によって，物体の速度 u が変化する様子は，コイル L に加える電圧 V によって電流 I が変化する現象に似ており，このとき物体のもつ運動エネルギーと，コイルがもつ電磁エネルギーも同じ形の式であらわされる。

また，ばねに力を加えたときの伸縮の状態と，コンデンサに電圧を

表 8-1 電気系と機械系の類似性の例

物理的な意味＼系の違い	電 気 系 要 素	機 械 系 要 素
質量 m の物体は，電気系では，コイル L に相当する。	電流 I / V / L 電圧 $V=L\frac{\Delta I}{\Delta t}$ 電磁エネルギー $W=\frac{1}{2}LI^2$	m / 速度 u / F 力 $F=m\frac{\Delta u}{\Delta t}$ 運動エネルギー $E=\frac{1}{2}mu^2$
ばね定数 K のばねは，電気系では，コンデンサ C に相当する。	電荷 Q / V / C 電圧 $V=\frac{1}{C}Q$ 静電エネルギー $W=\frac{1}{2C}Q^2$	ばね定数 K / F / x / 縮小 力 $F=Kx$ 位置エネルギー $E=\frac{1}{2}Kx^2$

加えたときのコンデンサの電荷の状態，およびこのときばねや，コンデンサにたくわえられるエネルギーをあらわす式も同じ形となる。

これらは，電気系と機械系の似た面の一例であるが，このほかにも両者は同じ形の式であらわされる現象が多い。このように，機械系の要素は，電気系の要素に置き換えられるため，制御系は，いままで学んだ電気回路の考え方で，その特性を調べることができる。

問 21. 機械系の慣性および弾性に相当する電気系の現象を述べよ。

(2) 伝 達 関 数

(a) 過渡応答と周波数応答 電気系と機械系の類似性を利用して，制御系の特性を調べてみよう。

サーボモータに急に一定の交流電圧 v を加えた場合，回転子の慣性モーメントによって，回転速度が一定値に上昇するまでには時間がかかる。これは図8-48(a)のように，インダクタンス L を含む回路の入力に，直流電圧を急に加えたときの出力電圧 v_2（または電流 i）の変化をあらわす過渡現象と同じであり，回転速度や出力電圧は図(b)のようになる。

（a）慣性モーメントの電気回路化　（b）慣性モーメントの過渡応答

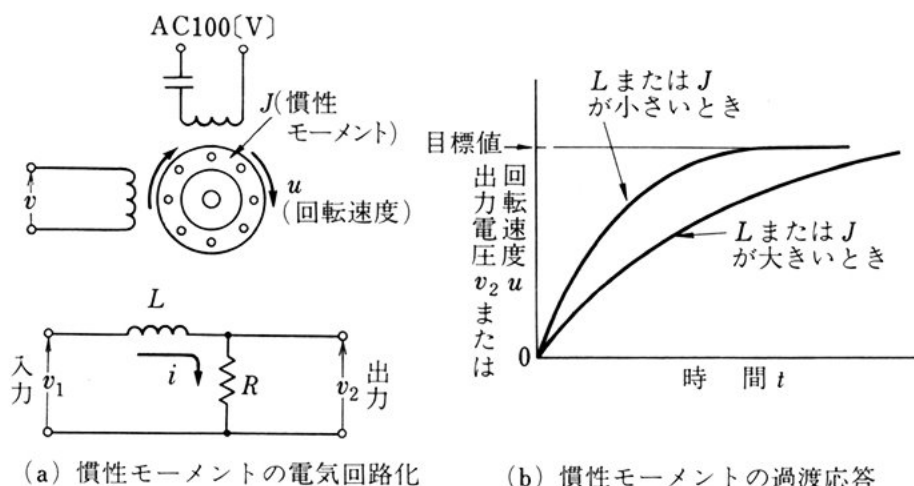



図 8-48　慣性モーメントはインダクタンスと等価

図8-48(a)の回路は「電気基礎」で学んだ RL 回路の過渡現象から

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= L\frac{di}{dt}+Ri \\ v_2 &= Ri \end{aligned}\right\} \qquad (8-2)$$

[①]

であらわされる。入力電圧 v_1 が直流（V_1）であるとすると，v_2 は

$$v_2 = V_1(1-\varepsilon^{-\frac{1}{T}t}) \qquad (8-3)$$

となる。ただし，$T=\dfrac{L}{R}$（時定数）である。このように過渡応答は，式(8-2)のような微分方程式を解くことによって，求めることができる。

① 式（8-2）の上の式において，電流 i は時間 t の関数であり，$\dfrac{di}{dt}$ は i を t について微分する微分記号である。このような式を**微分方程式**という。

一方，周波数応答は，入力に正弦波を加えた場合の応答であるから，「電気基礎」で学んだ記号法を用いて求められる。

記号法によって，図8-48(a)の RL 回路の入力電圧と出力電圧の比を求めると，図8-49から

$$\dot{V}_1=(R+j\omega L)\dot{I}$$

$$\dot{V}_2=R\dot{I}$$

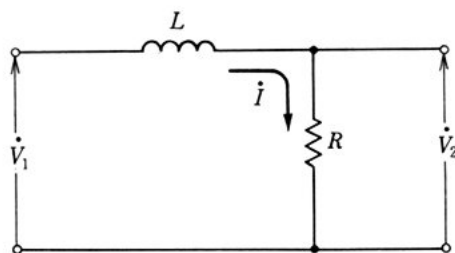



図 8-49　**RL 回路**

となり，

$$\frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1}=\frac{R\dot{I}}{(R+j\omega L)\dot{I}}=\frac{1}{1+j\omega\dfrac{L}{R}}=\frac{1}{1+j\omega T} \qquad (8-4)$$

となる。式(8-4)は，図8-49の RL 回路の周波数特性をあらわす式である。制御系の周波数応答は，式(8-4)によって調べることができる。

制御系の特性は，過渡応答をあらわす式(8-3)と，周波数応答をあらわす式(8-4)によって調べることができるが，これらの式は，それぞれ異なった方法によって求められた。しかし，過渡応答の変化の様子と周波数応答の両方を求めることのできる式があれば便利である。

記号法では，正弦波交流だけを考えたが，ここでは正弦波と限らずもう少し範囲を広げて

$$\left.\begin{aligned} v_1&=\dot{V}_1\varepsilon^{st}\\ v_2&=\dot{V}_2\varepsilon^{st}\\ i&=\dot{I}\varepsilon^{st} \end{aligned}\right\} \qquad (8-5)$$

としてみよう。ただし，s は複素数で $s=\gamma+j\omega$ とあらわされ，γ，ω は実数である。このとき，明らかに

$$\frac{di}{dt}=\frac{d}{dt}(\dot{I}\varepsilon^{st})=s\dot{I}\varepsilon^{st}=si$$

であるから，$\frac{d}{dt}=s$ が得られる。[①] これは，微分演算が複素数を乗ずることに等しいことを意味している。

式(8－5)の ε^{st} は，次のように変形できる。

$$\varepsilon^{st}=\varepsilon^{(\gamma+j\omega)t}=\varepsilon^{\gamma t}\varepsilon^{j\omega t}=\varepsilon^{\gamma t}(\cos\omega t+j\sin\omega t) \quad (8-6)$$ [②]

したがって，ε^{st} の虚部 $\varepsilon^{\gamma t}\sin\omega t$ のグラフは，γ の値によって図8－50のように3通りの形をもつ。正弦波交流は，$\gamma=0$ の場合である。

式(8－5)を式(8－2)[③]に代入すると，

$$\left.\begin{aligned}\dot{V}_1\varepsilon^{st}&=sL\dot{I}\varepsilon^{st}+R\dot{I}\varepsilon^{st}\\\dot{V}_2\varepsilon^{st}&=R\dot{I}\varepsilon^{st}\end{aligned}\right\}\quad(8-7)$$

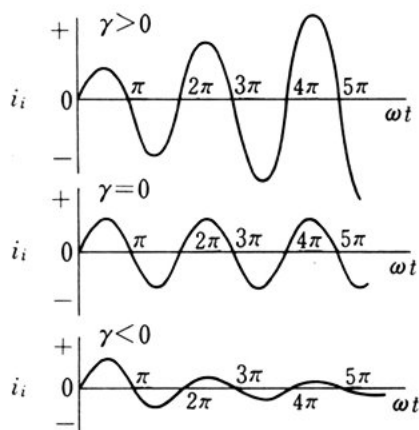
となる。入力電圧と出力電圧の比を求めると，

図 8－50　$\varepsilon^{\gamma t}\sin\omega t$ のグラフ

$$\frac{\dot{V}_2\varepsilon^{st}}{\dot{V}_1\varepsilon^{st}}=\frac{R\dot{I}\varepsilon^{st}}{(sL+R)\dot{I}\varepsilon^{st}}=\frac{R}{sL+R}=\frac{1}{1+sT} \quad (8-8)$$

が得られる。式(8－4)の周波数応答は，式(8－8)で $s=j\omega$ とおくことによって求められるが，これは，$\gamma=0$ の場合であるから当然である。

一方，式(8－3)の過渡応答をあらわす式で，時間とともに変化す

---

① 逆に $\frac{d}{dt}=s$ がなりたつには，$i=\dot{I}\varepsilon^{st}$ でなければならないことも証明できる。

② $\varepsilon^{j\omega t}=\cos\omega t+j\sin\omega t$ をオイラ（Euler）の公式という。

③ 式（8－2）は実数値の式であるが，これの変数に複素変数を代入しても不合理を生じないと仮定する。

る項 $V_1\varepsilon^{-\frac{1}{T}t}$ の時定数 T と，式(8－8)の T は同じ値 $\dfrac{L}{R}$ をもつ。

いま，時間とともに変化する項を $V_1\varepsilon^{s_0 t}$ とおいてみよう。ただし，$s_0=-\dfrac{1}{T}$ である。ここで，式(8－8)の最右辺の s を変数 x に置き換えて，分母を0とおけば，方程式

$$1+xT=0 \qquad (8-9)$$

が得られる。これを x について解けば $x=-\dfrac{1}{T}$ となり，解は s_0 に等しい。すなわち，過渡応答の時間的変化を支配する定数 s_0 が，式(8－8)の解になっている。

以上のように，式(8－8)は，図8－48(a)の過渡応答と周波数応答の両方をあらわしていると考えることができる。

（b） 伝達関数　制御系への入力を $\dot{X}_i\varepsilon^{st}$，出力を $\dot{X}_o\varepsilon^{st}$ とするとき，

$$\frac{\dot{X}_o\varepsilon^{st}}{\dot{X}_i\varepsilon^{st}}=\dot{H}(s) \qquad (8-10)$$

を**制御系の伝達関数**という。一般に $\dot{H}(s)$ は s の関数となる。式(8－8)は図8－48(a)の回路の伝達関数である。式(8－8)の分母は s の1次式であるため，これを**一次遅れの伝達関数**という。

制御系の周波数応答をあらわす伝達関数は，$\dot{H}(s)$ の s を $j\omega$ とおくことによって求められる。この場合 $\dot{H}(j\omega)$ を**周波数伝達関数**という。

自動制御系は，一般に多数の要素が接続されているため，伝達関数の分母は，s の2次式または3次式になる場合もある。このような場合を，二次遅れまたは三次遅れの伝達関数という。

二次遅れや三次遅れの場合，伝達関数の分母からつくられる式(8－9)のような方程式の解は，複素数になる場合があり，このとき過渡応答は，図8－47(b)，(c)のように振動を含んだ追値動作をする。

伝達関数は，式(8－2)のような微分方程式の微分記号 $\frac{d}{dt}$ を複素数 s に置き変えて，入力と出力の電圧または電流の比を求めることによって得られるが，記号法によって入力と出力の周波数特性をあらわす式(8－4)のような式を求め，$j\omega$ を s に置き変えることによっても得られる。

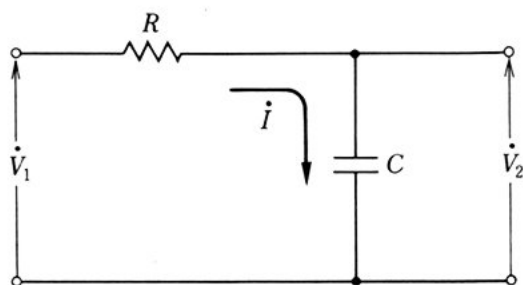



図 8－51　*RC* 回路

問 22.　図 8－51 の回路の伝達関数を求めよ。

（**c**）**ボード線図**　図 8－49 の周波数伝達関数の絶対値 $|\dot{H}(j\omega)|$ と，入力電圧と出力電圧の位相差 ϕ を求めると，

$$\left.\begin{aligned} |\dot{H}(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} \\ \tan\phi &= -\omega T \end{aligned}\right\} \qquad (8-11)$$

となる。

式(8－11)を ω に対して，図 8－42 のように描いたものが，要素（*RL* 回路）のボード線図である。

ボード線図は，このようにして伝達関数から求めることができるが，実際の回路を測定して描くこともできる。図 8－52 は，*RL* 回路の周波数特性を測定する回路である。図において，入力正弦波交流の電圧 v_1 の振幅を一定に保ち，周波数を変化させた場合の出力電圧 v_2 の大きさの変化と，入力電圧と出力電圧の位相差 ϕ を測定すればボード線図を描くことができる。

図 8－52 の回路では，周波数を高くするほど，L の誘導リアクタンスが大きくなるので出力電圧 v_2 が減少し，位相の遅れが大きくなるはずである。もし，これが油圧サーボモータなどの機械系なら

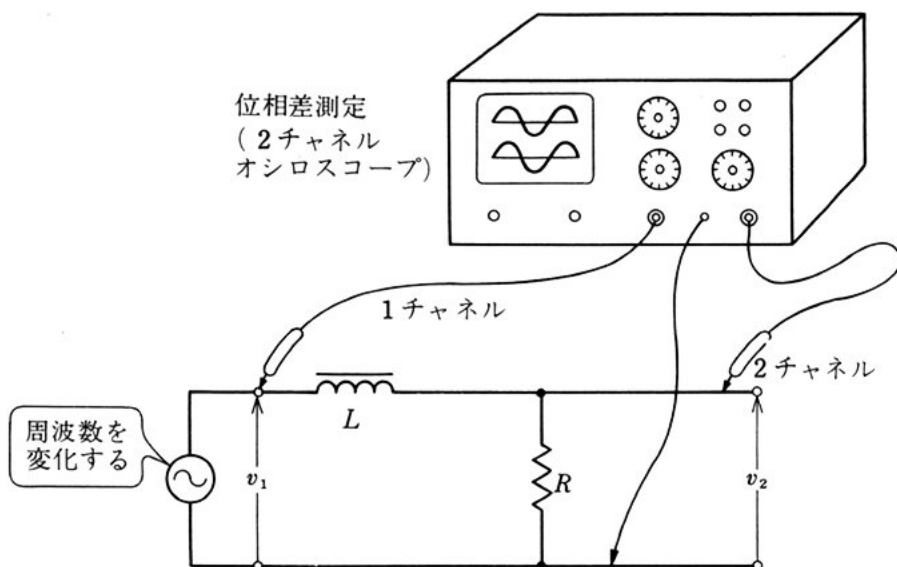



図 8-52　周波数特性の測定

ば，慣性のために速い振動の入力に追随できず，振動数が高くなるほど動作が大きく遅れるとともに振動も小さくなる。

追値動作が遅れる遅れ要素のボード線図は，一般に図8-42のような形になるが，比例動作をする比例要素，積分動作をする積分要

(a) 比例要素 ($\dot{H}(s)=1$)　　(b) 積分要素 $\left(\dot{H}(s)=\frac{1}{s}\right)$

(c) 微分要素 ($\dot{H}(s)=s$)

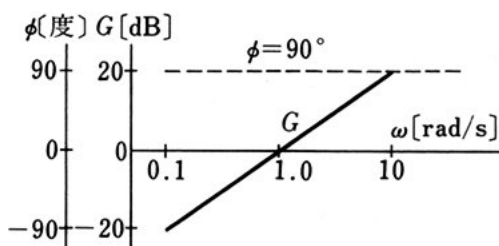
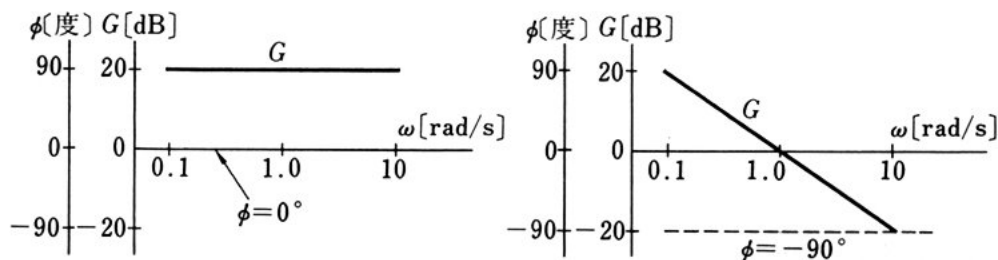



図 8-53　各要素のボード線図

素，微分動作をする微分要素のボード線図は，それぞれ図8-53のようになる。

<例題 2>

図8-49の RL 回路において，$R=70$〔Ω〕，$L=7$〔H〕として，この要素のボード線図を描け。

解 ① 計算の目安として角周波数 ω は，$\dfrac{1}{10T}\sim\dfrac{10}{T}$ の範囲を適当に選ぶ。ただし，この場合は $T=\dfrac{L}{R}=\dfrac{7}{70}=0.1$ である。

② 式(8-4)と式(8-11)を計算したもの，および G〔dB〕を計算したものを表8-2に示す。

表 8-2 $|\dot{H}(j\omega)|$，$\tan\phi=-\omega T$，G〔dB〕の値

角周波数 ω〔rad/s〕	0	$\frac{1}{10T}$	$\frac{1}{5T}$	$\frac{1}{2T}$	$\frac{1}{T}$	$\frac{10}{5T}$	$\frac{10}{2T}$	$\frac{10}{T}$
	0	1	2	5	10	20	50	100
伝達関数 $\dot{H}(j\omega)$	$\frac{1}{1}$	$\frac{1}{1+j0.1}$	$\frac{1}{1+j0.2}$	$\frac{1}{1+j0.5}$	$\frac{1}{1+j}$	$\frac{1}{1+j2}$	$\frac{1}{1+j5}$	$\frac{1}{1+j10}$
$\|\dot{H}(j\omega)\|$	1	0.995	0.99	0.89	0.71	0.45	0.20	0.10
G〔dB〕	0	−0.04	−0.09	−1.01	−2.97	−6.94	−14.0	−20.0
ϕ〔度〕	0	−5.7	−8.1	−27.1	−45.0	−63.3	−78.7	−84.0

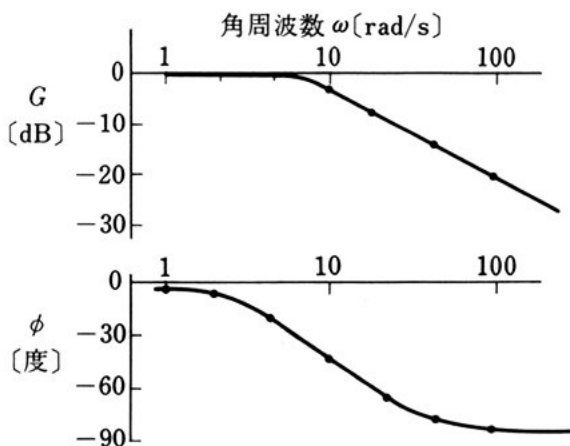



図 8-54

③　表8－2によって，ボート線図を描くと図8－54になる。

ただし，この場合のGは，G〔dB〕$=20\log_{10}|\dot{H}(j\omega)|$で，要素の利得である。

問 23．　図8－49のRL回路において，$R=100$〔Ω〕，$L=50$〔H〕として，この要素の周波数伝達関数を求め，ボード線図を描け。

（d）　安定性について　　例題2で求めた図8－54のボード線図は，要素（RL回路）の位相の遅れが90°以内であり，利得も0〔dB〕以下であることを示している。

ところが，図8－55のように，要素を2段以上接続し，さらに制御部に増幅器がそう入されると，位相の遅れと利得が大きくなり，図8－44(a)のように不安定となる場合もある。

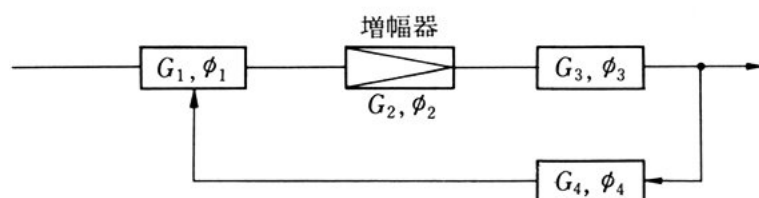



図 8－55　多くの要素をもつ制御系

図8－55の系全体のループ利得Gは，各要素の利得をG_1, G_2, G_3, G_4とすると，増幅回路のループ利得を求める場合と同様に

$$G=G_1+G_2+G_3+G_4 \qquad (8-12)$$

となり，各要素の位相の遅れをϕ_1, ϕ_2, ϕ_3, ϕ_4とすると，系全体の位相の遅れϕは，

$$\phi=\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4 \qquad (8-13)$$

となる。この結果からボード線図を描き，安定性の良否を判定する。

4. 電子計算機と自動制御

人間が行っているいろいろな作業の処理順序や制御方法などを，機械に記憶させ，機械が自動的に制御し処理をしてくれるならば，より正確な制御が行えるようになり，作業が安全で効率よく行えるようになる。

このような自動制御には，電子計算機が利用されている。電子計算機を取り入れた自動制御は，新幹線変電所の集中制御（口絵参照）や大形旅客機の操縦室（口絵参照），溶接用ロボット（134ページ参照）や自動工作機械（135ページ参照）など，ひじょうに広い分野で活用されている。

電子計算機は，ディジタル電子計算機とアナログ電子計算機とに大別することができる。ディジタル電子計算機については，「電子技術II」で詳しく学ぶので，ここでは，アナログ電子計算機の基礎的なことがらと，自動制御との関連を学ぶ。

1. アナログ電子計算機

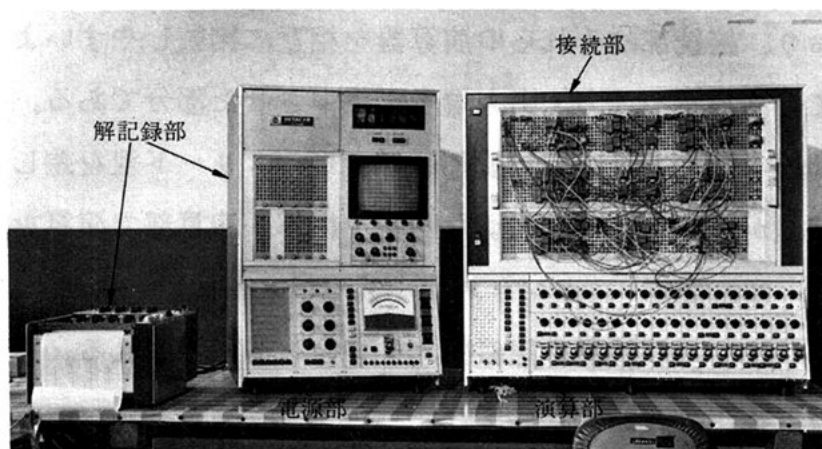



図 8-56 アナログ電子計算機

アナログ電子計算機は，電圧・電流の連続的変化によって動作するもので，微分方程式を解いた結果や物理的現象をグラフにして考察したりするのに適しており，その電子回路は，第２章で学んだ演算増幅器を用いた回路が中心となる。

（1） 構　　成

アナログ電子計算機は，図８－56，８－57に示すように，電源部・演算部・接続部および解記録部から構成されている。

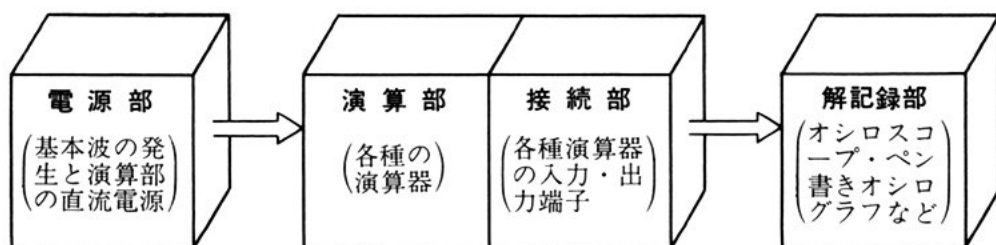



図８－57　アナログ電子計算機の構成

（a） 電源部　演算のための基本波（正弦波・方形波など）またはステップ信号を発生し，演算部に送る。また，演算部の直流電源でもある。

（b） 演算部・接続部　アナログ電子計算機の中心部分であり，演算部は係数器・符号変換器・加算器・積分器などの演算器からできており，接続部はそれらの演算器を相互に接続しやすいように，すべての演算器の入力・出力端子を集中させた部分である。与えられた問題を解くときは，接続部にプラグつきリード線を差し込んで，その問題が解けるような適切な回路を組み，演算部で演算を行う。

（c） 解記録部　オシロスコープやペン書きオシログラフからできていて，演算結果の記録はグラフとして表示される。

（2） 種　　類

アナログ電子計算機には，低速度形と高速度形（繰り返し形）とが

ある。**低速度形**は，１回の演算時間が数秒から数十秒で，解記録部にはペン書きオシログラフが用いられ，**高速度形**は，同じ演算を１秒間に数十回程度の一定周期で繰り返し，解記録部にはオシロスコープが用いられる。

低速度形と高速度形の長所・短所を表8-3に示す。

表 8-3　低速度形と高速度形の長所・短所

	長　　　所	短　　　所
低速度形	演算の時間がいろいろ変えられるので，実際に起こる現象と同じ時間で，解を描かせることができる。	定数をいろいろ変えたときの結果が，直ちに得られない。
高速度形	オシロスコープのブラウン管を直視しながら，定数を変えたときの結果の変化を直ちに知ることができる。	低速度形に比べて，精度が劣る。

2. アナログ電子計算機の演算器と演算原理

すでに学んだ演算増幅器の動作をもとにして，演算器の回路の動作原理を学ぶ。

（1） 演算器の回路

演算器の中心となる演算増幅器については，第２章で学んでいるが，その特性・動作の基本事項の中からおもなものをあげると，次のようになる。

① 入力インピーダンス Z_i はひじょうに大きく，出力インピーダンス Z_o は小さいので，$Z_i=\infty$，$Z_o=0$ と仮定すると，図8-58の外部回路に流れる電流は

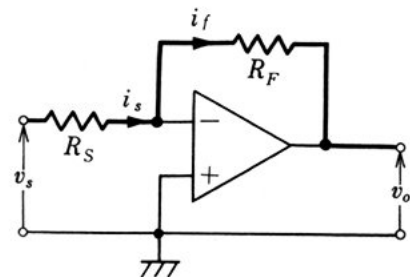



図 8-58　演算増幅器の基本回路

$$i_f = i_s \tag{8-14}$$[①]

である。

② 入力端子間のイマジナルショートを考慮すると，図8-58の v_s と v_o の関係および回路全体の電圧増幅度 A_{vf} は，

$$\left.\begin{aligned} v_s &= R_S i_s \\ v_o &= -R_F i_s \end{aligned}\right\} \tag{8-15}$$[②]

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_F}{R_S} \tag{8-16}$$

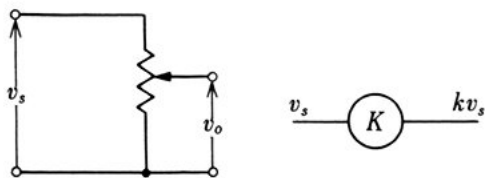
（**a**） **係数器**　入力電圧 v_s と出力電圧 v_o の関係が，$v_o = kv_s$ になるような回路が係数器である。

(a) ポテンショメータ　(b) 図記号

図 8-59 係数器

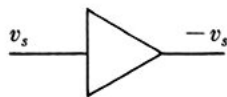
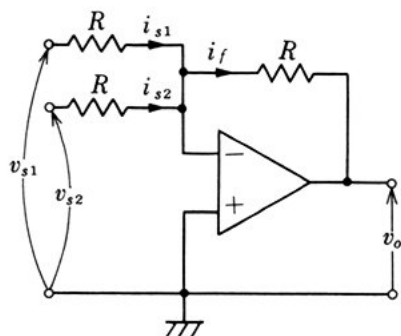



図 8-60 符号変換器の図記号

（**b**） **符号変換器**　図8-58において，$R_F = R_S$ とすると，式(8-16)は，$v_o = -v_s$ となり，この回路は符号変換器として動作する。図8-60は，符号変換器の図記号である。

（**c**） **加算器**　図8-61(a)は加算器の回路であり，入力電流と R を流れる電流は，式(8-14)から

$$i_f = i_{s1} + i_{s2} \tag{8-17}$$

となる。また，電圧と電流は，式

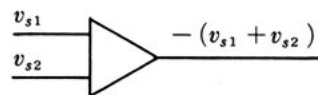
(a) 加算器の回路

(b) 図記号

図 8-61 加算器

①，② 「電子技術ⅠA」第2章では，直流の入力電圧を加えた場合として扱ったが，交流電圧の周波数範囲が，「電子技術ⅠA」159ページの表2-7に示す条件に従っていれば，交流の入力電圧に対しても直流の場合と同じ動作をする。

(8－15) と同様の関係から

$$\left.\begin{aligned} i_{s1}&=\frac{v_{s1}}{R} \\ i_{s2}&=\frac{v_{s2}}{R} \\ i_f&=-\frac{v_o}{R} \end{aligned}\right\} \quad (8-18)$$

となり，これを式 (8－17) に代入して整理すると，

$$v_o=-(v_{s1}+v_{s2}) \quad (8-19)$$

となる。これは，入力電圧 v_{s1}, v_{s2} が加算されて出力にあらわれるので，加算器として動作する。図 (b) は加算器の図記号である。

(a) 演算増幅器を用いた積分回路

(b) 積分器の図記号

図 8－62 積分器

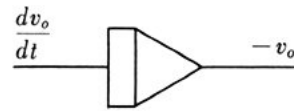
（**d**） **積分器**　図 8－62 (a) は，第5章で学んだ CR 回路に演算増幅器を組み合わせた積分回路である。回路の動作は，式 (8－15) と同じ関係で

$$\left.\begin{aligned} v_s&=Ri_s \\ v_o&=-v_C \end{aligned}\right\} \quad (8-20)$$

となり，入力電圧 v_s に比例した電流 i_s によってコンデンサ C に電荷 q が充電される。q と i_s の関係は $i_s=\dfrac{dq}{dt}$ であり，コンデンサの静電容量 C と電荷 q およびコンデンサの端子電圧 v_C の関係は，$q=Cv_C$ であるから

$$i_s=\frac{dq}{dt}=C\frac{dv_C}{dt} \quad (8-21)$$

となる。ここで，式 (8－21) を式 (8－20) に代入し，v_s と v_o の関係を求めると，

$$v_s=Ri_s=CR\frac{dv_C}{dt}=-CR\frac{dv_o}{dt} \quad (8-22)$$

を得る。これは，図(b)に示したように，電圧 v_o の微分 $\dfrac{dv_o}{dt}$ を入力したときに，これが積分されて出力電圧 v_o になることを示している。このような回路は，積分器[①]として動作する。

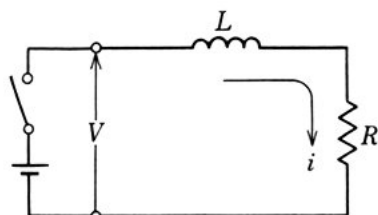
（e）　**その他の演算器**　演算器には，上で学んだもののほかに乗算器・除算器などがある。図8-63に乗算器と除算器の図記号を示す。

図 8-63　乗算器と除算器の図記号

（2）　演算原理と換算係数

（a）　**演算原理**　図8-64のようなRL回路に直流電圧を加えたときの電圧と電流は，181ページの式（8-2）の上の式で示したように

図 8-64　*RL* 回路

$$L\frac{di}{dt}+Ri=V \qquad (8-23)$$[②]

である。この微分方程式をアナログ電子計算機で解いてみよう。

まず，式（8-24）のように，$\dfrac{di}{dt}$ を含む項と含まない項にするた

---

① 積分器では，$\displaystyle\int\frac{dv_o}{dt}dt=v_o$ という積分計算が行われる。微分と積分との関係は，演算可能な場合は互いに逆演算である。すなわち

$$v_o \underset{\text{積分}}{\overset{\text{微分}}{\rightleftarrows}} \frac{dv_o}{dt}$$

微分回路（21ページ参照）は，積分回路に比べて，雑音が多く，精度も下がるので，アナログ電子計算機では，微分を演算する場合には，微分が積分の逆演算であることを利用して積分器を使用する。

② 図8-48では，交流のサーボモータを仮定したので，式（8-2）の電圧は v であるが，ここでは直流電圧であるから V となる。

め次のように移項する。

$$-L\frac{di}{dt}=-V+Ri \qquad (8-24)$$

なお，$\frac{di}{dt}$ の項が負になるようにしたのは，次の理由による。

1) 解記録部でグラフを描くために，電流 i は負にならないようにする。

2) $\frac{di}{dt}$ を積分して i を求めるとき，積分器の電気的性質によって符号が変わることを考慮する。

演算器の入力および出力はすべて電圧[①]であるから，図 8-65 に示すように，A 点が $-L\frac{di}{dt}$ に相当する電圧であれば，B 点は $-\frac{di}{dt}$ に相当する電圧になり，C 点は i に相当する電圧になる。以下同様にして，D, E, F, G 点の電圧は，それぞれ図 8-65 に示した値に相当する。

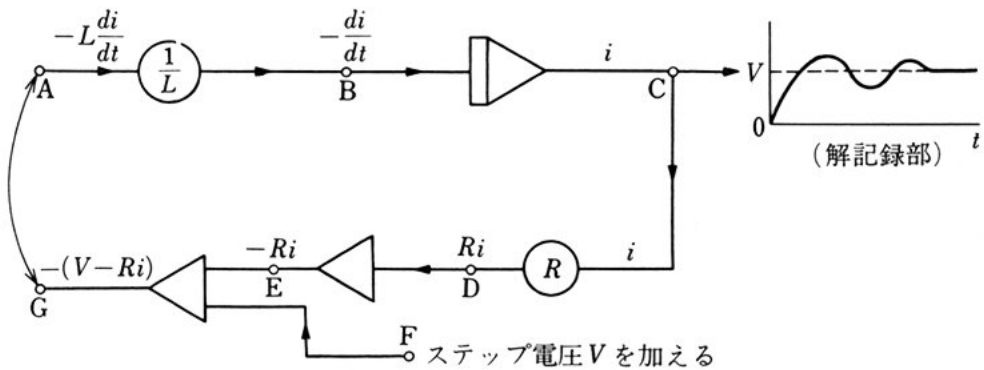
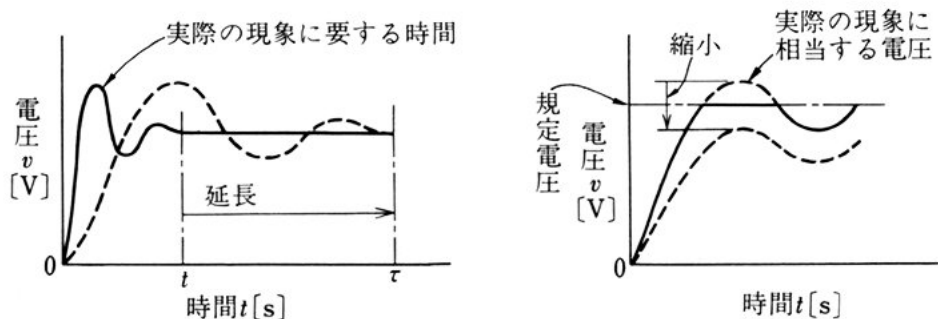



図 8-65 式(8-24)を演算するための回路

ここで，A 点と G 点を結べば，式(8-24)と同じ関係の電気回路をつくったことになり，C 点の電圧をオシロスコープやペン書きオシログラフなどの解記録部に接続して，記録すれば，電流 i の解が

① アナログ電子計算機では，電流も電圧として扱う。たとえば，計算機内では，1〔A〕が 100〔V〕に相当するというように，あらかじめ定めておく。

グラフとして得られる。

(b)　換算係数　アナログ電子計算機で解析する実際の現象は，それぞれの現象によってその所要時間が異なっている。したがって，実際の現象が進行する時間 t〔s〕を，アナログ電子計算機の演算に最適な時間 τ〔s〕に合わせて，短縮または延長しなければならない（図8-66(a)参照）。そのために掛ける係数が**時間換算係数** α_T である。

(a) 現象の時間が短い場合

(b) 現象を置換した電圧が過大な場合

図 8-66　換算係数の考え方

また，アナログ電子計算機で解析する変数 x や数値 k はすべて電圧 v に置換して演算するが，このとき使用する計算機の規定電圧を越えないように（図8-66(b)，ふつう−50〜50〔V〕程度）置換するために用いる係数を**換算係数** α という。

すなわち，時間換算と電圧換算は，次式のようにあらわされる。

$$\left.\begin{array}{ll}\text{時間換算} & \tau=\alpha_T t\\ \text{電圧換算} & v=\alpha x\\ \text{または} & v=\alpha k\end{array}\right\}\qquad(8\text{-}25)$$

3.　アナログ電子計算機の利用

フィードバック制御系を数量的に取り扱う場合に，電気系以外の要素も電気系要素に置き換えて，過渡応答や周波数応答の解析がで

きることはすでに学んだ。ここでは，アナログ電子計算機を利用して RLC 直列回路の解析をすることや，その他の分野でアナログ電子計算機が利用されている例を学ぶ。

（1） RLC 直列回路の演算

5　図 8－67 のような RLC 直列回路の過渡応答を，低速度形アナログ電子計算機で解析してみよう。

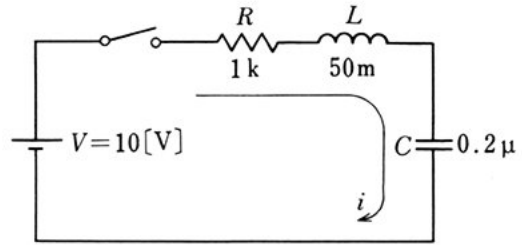



図 8－67　RLC 直列回路

（a） 演算回路　この回路

10　の微分方程式は，

$$L\frac{di}{dt}+Ri+\frac{q}{C}=V \qquad (8-26)$$

であらわされる。$i=\dfrac{dq}{dt}$ であるから，

$$\frac{di}{dt}=\frac{d}{dt}\left(\frac{dq}{dt}\right)$$

右辺は q を t について 2 回微分したもので，記号 $\dfrac{d^2q}{dt^2}$ であらわ

15　す。したがって，式(8－26)は，

$$L\frac{d^2q}{dt^2}+R\frac{dq}{dt}+\frac{1}{C}q=V$$

となる。$\dfrac{d^2q}{dt^2}$ の係数を 1 にするため両辺を L で割って移項すると，

$$\frac{d^2q}{dt^2}=-\frac{R}{L}\frac{dq}{dt}-\frac{1}{LC}q+\frac{V}{L} \qquad (8-27)$$

となる。この式の演算回路は，図 8－68 のようになる。

20　式(8－27)に，図 8－67 の R, L, C の値を代入すると，

$$\frac{d^2q}{dt^2}=-\frac{1\times10^3}{50\times10^{-3}}\frac{dq}{dt}-\frac{1}{50\times10^{-3}\times0.2\times10^{-6}}q+\frac{10}{50\times10^{-3}}$$

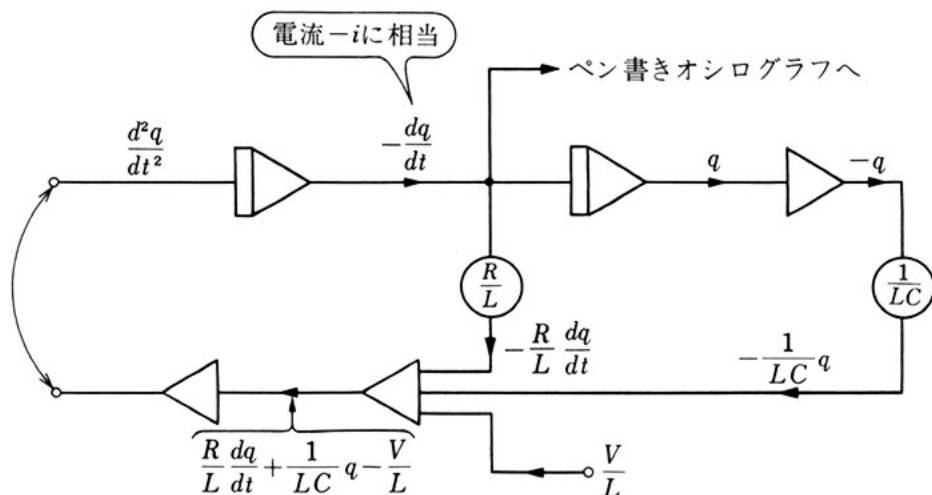



図 8-68 式(8-27)を演算する回路

$$\therefore \quad \frac{d^2q}{dt^2}=-2\times10^4\frac{dq}{dt}-10^8q+2\times10^2 \qquad (8-28)$$

（**b**） **時間換算**　この RLC 直列回路の共振周波数 f の周期 T を計算すると

$$T=\frac{1}{f}=2\pi\sqrt{LC}=2\pi\sqrt{50\times10^{-3}\times0.2\times10^{-6}}=2\pi\times10^{-4}\ \text{〔s〕}$$

となるが，このように短い周期の振動にはペン書きオシログラフは追随できない。また，低速度形アナログ電子計算機の適正な演算時間は数秒～数十秒程度であるから，いま，演算時間を 4π 秒程度に見込めば，時間換算係数 α_T は $4\pi=(2\pi\times10^{-4})\alpha_T$ から $\alpha_T=2\times10^4$ にすればよい。この場合，式(8-25)から

$$\tau=2\times10^4t \qquad \therefore \quad \frac{1}{t}=\frac{2\times10^4}{\tau} \qquad (8-29)$$

となる。したがって，式(8-28)の $\frac{dq}{dt}$ と $\frac{d^2q}{dt^2}$ の項は

$$\frac{dq}{dt}=\frac{dq}{d\tau}\times(2\times10^4)$$

$$\frac{d^2q}{dt^2}=\frac{d}{dt}\left[\frac{dq}{dt}\right]=\frac{d}{d\tau}\left[\frac{dq}{d\tau}\times(2\times10^4)\right]=\frac{d^2q}{d\tau^2}\times(4\times10^8)$$

となり，これを式(8－28)に代入して時間換算を行うと，次のようになる。

$$\frac{d^2q}{d\tau^2}\times(4\times10^8)=-(2\times10^4)\frac{dq}{d\tau}\times(2\times10^4)-10^8q+2\times10^2$$

$$\therefore\quad \frac{d^2q}{d\tau^2}=-\frac{dq}{d\tau}-\frac{1}{4}q+\frac{1}{2}\times10^{-6} \qquad (8-30)$$

5 （c） **電圧変換**　式(8－30)の変数 q を電圧 v に変換するため式(8－25)の x を q と置き換えて，

$$v=\alpha q \qquad \therefore\quad q=\frac{1}{\alpha}v \qquad (8-31)$$

となる。これを式(8－30)に代入して整理すると

$$\frac{1}{\alpha}\frac{d^2v}{d\tau^2}=-\frac{1}{\alpha}\frac{dv}{d\tau}-\frac{1}{4\alpha}v+\frac{1}{2}\times10^{-6}$$ [①]

10

$$\therefore\quad \frac{d^2v}{d\tau^2}=-\frac{dq}{d\tau}-\frac{1}{4}v+\frac{\alpha}{2}\times10^{-6} \qquad (8-32)$$

（定数として
加える電圧）

となる。ここで，演算のために加えるステップ電圧を20〔V〕とすれば

$$\frac{d^2v}{d\tau^2}=-\frac{dq}{d\tau}-\frac{1}{4}v+20 \qquad (8-33)$$

式(8－33)を演算する回路は，図8－69のようになる。

15 このとき，$\frac{2}{\alpha}\times10^{-6}=20$ で，$\alpha=4\times10^7$ となる。

（d） **解記録部のグラフの読み方**　図8－69の演算回路で，時間換算については，式(8－25)と式(8－29)から

$$\frac{1}{t}=\frac{\alpha_t}{\tau}=\frac{2\times10^4}{\tau}$$

---

① 換算係数は微分の回数に関係なく，$\frac{1}{\alpha}$ でよい。

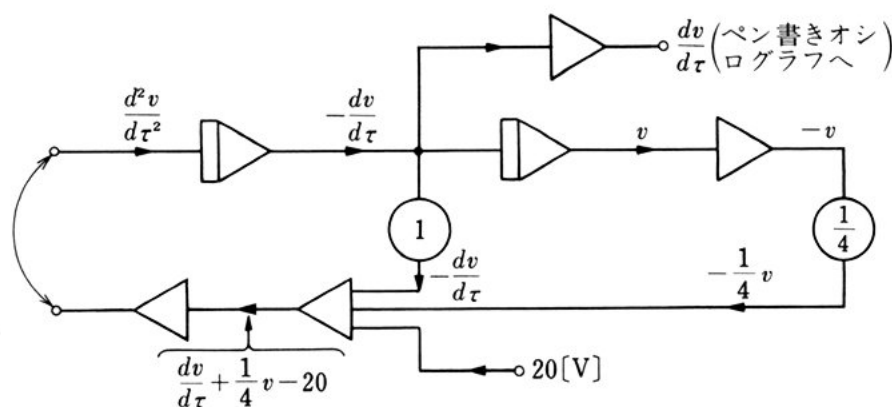



図 8-69　*RLC* 直列回路の実際の演算回路

また，電圧換算については，式(8-31)と $\alpha=4\times10^7$ から

$$q=\frac{v}{\alpha}=\frac{v}{4\times10^7}$$

となり，求める電流 i は，

$$i=\frac{dq}{dt}=\frac{\alpha_T}{\alpha}\frac{dv}{d\tau}=\frac{2\times10^4}{4\times10^7}\frac{dv}{d\tau}=\frac{1}{2\times10^3}\frac{dv}{d\tau} \qquad (8-34)$$

となる。

いま，解のグラフが図8-70であり，ペン書きオシログラフの記録紙の送り速度が a〔mm/s〕，電圧感度が b〔V/mm〕とする。時刻 X における求める電流 i の値は，時刻 X までの時間が $\frac{t}{a}$ で，$\frac{1}{2\times10^4}$ にすればよく，その点での電流 i に相当する P 点の値 Y すなわち bv を $\frac{1}{2000}$ にすればよい。

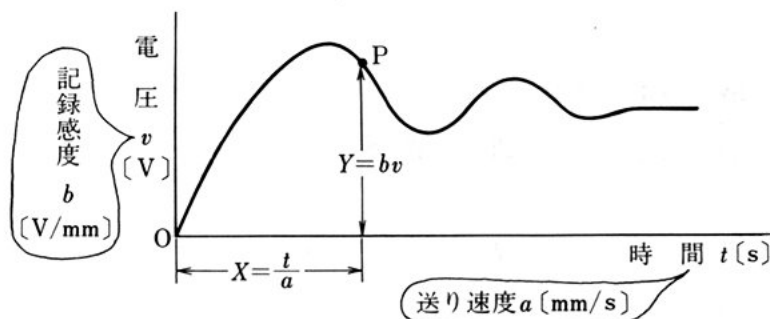



図 8-70　解の読み方

(2) その他の利用

アナログ電子計算機を利用すれば，すでに学んだように微分方程式を解くことができるが，その他一次方程式・連立方程式などの代数方程式を解くこともできる。

また，フィードバック制御系の各要素の特性と要素間の結合関係（信号の経路）が与えられていれば，アナログ電子計算機を利用して179ページの図8-47に示したようなグラフを解記録部に描くことができ，制御系の安定・不安定を知ることができる。

さらに，アナログ電子計算機を用いて，実際の各種装置の動作や，航空機の操縦，原子炉の反応特性などを模擬的に示したりすることができる。このようにして用いられるアナログ電子計算機を**シミュレータ**という。シミュレータは，実際の装置を使っての実験や，実際の操縦訓練よりはるかに経済的で安全である。

問　　　題

1. 次の各装置は，シーケンス制御かフィードバック制御か。

1)　乗車券自動販売機　　2)　自動洗たく機

3)　電気毛布　　4)　自動ドア

5)　家庭用空気調和装置（エアコン）

2. 次の自動制御装置における制御量は何か。

1)　電気こたつ　　2)　安定化電源

3)　レコードプレーヤ　　4)　電気鉄道用変電所

3. 負帰還増幅回路や定電圧回路は，一種の自動制御装置である。どのような種類の自動制御か。また，どのようにして自動的に操作が行われているか考察せよ。

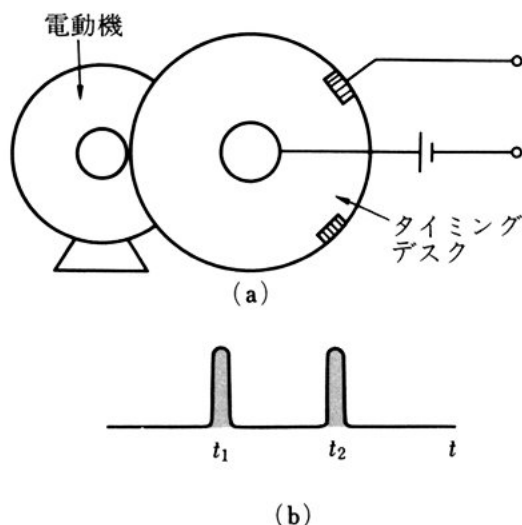
4. ネオンサインの点滅は，どのような制御か。

5. 電磁継電器の接点とコイルの関係は，図記号でどのように扱うか。また，a 接点と b 接点の違いはどのようにして表現するか。図記号をかいて説明せよ。

6. 図 8－15 の電子式タイマにおいて，*CR* 回路を変更して限時復帰となるようにくふうせよ。

7. 図 8－71 のような，モータタイマのタイミングデスク（24 時間で 1 回転）から図 (b) のような出力電圧が得られる。t_1 から t_2 の間だけ夜間に電力温水器がオンになるようなシーケンス回路をつくれ（自己保持回路）。

図 8－71

8. 図 8－72 で示されるスーパストア入口の自動ドアのシーケンス制御回路をつくれ。

このドアは，一方通行で踏板 S_1 でドアは開き，踏板 S_3 でドアは閉じる。電動機は開および閉の2台を用い，それぞれリミットスイッチ S_2 と S_4 で動作を終了し，保持する。

また，客が連続する場合もあり，S_1 を最優先する。

図 8-72

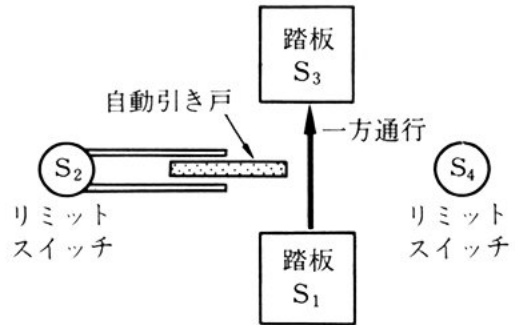
9. フィードバック制御における制御偏差と機器の不感帯について説明せよ。

10. フィードバック制御における積分動作はなぜ必要か。

11. 油圧サーボモータのフィードバック用てこはなぜ必要か。また，その動作について説明せよ。

12. サーボモータは，ポテンショメータを併用するのはなぜか。

13. フィードバック制御の安定性について，ボード線図の概略を描いて安定な場合と不安定な場合を説明せよ。

14. フィードバック制御系で，利得余裕または位相余裕はなぜ必要か。また，余裕の大小によって制御系はどのように動作が変化するか。

問 題 解 答

第5章

問 1. 2.5〔kHz〕, 0.01

問 4. 70〔μs〕, 0.5

問 5.

A	B	Y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

問題 2. 0.2〔ms〕, 0.025

4. 1〔ms〕

6. 8.4×10^{-4}〔s〕, 1190.5〔Hz〕

第6章

問 4. 56〔%〕

問 5. 0.69〔%〕

問題 2. (a) 90.9〔%〕

第7章

問 1. 19.85, 20.15

問 4. 10〔MHz〕

問 5. 72〔km/h〕

問題 1. 248.5, 251.5

3. 10.5〔W〕

4. 1.59〔MHz〕

9. 80〔km/h〕

第8章

問 22. $\dot{H}(s)=\dfrac{1}{1+sCR}$

問 23. $T=\dfrac{L}{R}=0.5$

$$H(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega\times0.5}$$

索　引

せ

そ

た

ち

て

と

ね

の

は

ひ

■編修

藤井　信生　　藤井　　眞

石坂陽之助　　福田　　務

井上　正也

岩本　　洋

内山　明治

北川　宗行

庄司　一喜

●表紙・扉AD
多川精一　＋　中野達彦
（東京エディトリアルセンター）

●表紙
飯田敏行

電子技術ⅠB

7	実教	工業　069

昭和57年３月31日　文部省検定済
昭和58年２月25日　初版発行
平成３年１月20日　印　刷
平成３年１月25日　発　行

●平成３年12月末まで仮事務所で営業しております。お問い合わせは下記にお願いいたします。
〒160 東京都新宿区新宿6-12-5
新宿松喜ビル
TEL.03-3350-7581

©著作者——●
末松　安晴
ほか９名（別記）

発行者——●
実教出版株式会社
代表者　奥脇　誠治
東京都千代田区五番町５

印刷者——●
中央印刷株式会社
代表者　日岐　弘登
東京都新宿区新小川町４－24

発行所——●
実教出版株式会社
〒102 東京都千代田区五番町５
電話　03—3238—7700（代表）
振替　東京　4—183260

定　価——●
文部大臣が認可し官報で告示した定価〔消費税に相当する金額を含む〕（上記の定価は，各教科書取次供給所に表示します）

トランジス

形　名	用　途	最　大　定　格					しゃ断電流	
		V_{CB} [V]	V_{EB} [V]	I_C [mA]	P_C [mW]	T_j [°C]	I_{CBO} [μA]	V_{CB} [V]
2 SC 321	SW	40	5	200	360	175	1	20
372	AF, RF	60	5	500	400	125	0.1	60
458	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
460	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
482	RF, PA	40	5	600	600	175	1	30
486	AF, PA	70	5	1.5[A]	800	170	10	30
490	AF, PA	60	5	3[A]	16[W]	150	3[mA]	50
494	AF, PA	50	5	5[A]	50[W]	150	10[mA]	50
504	AF	80	5	600	800	175	10.5	60
538	AF	25	5	50	300	175	1	10
732	AF, LN	35	5	100	300	125	0.1	60
733	AF	35	5	100	300	125	0.1	18
735	AF, RF	35	5	400	300	125	0.1	18
828	AF, RF	30	5	50	250	125	1	10
829	RF	30	5	30	150	125	1	10
945	AF, RF	60	5	100	250	125	0.1	60
1000	AF, LN	60		150	400	125	0.1	60
1047	RF	30	3	15	150	125	10	30
1122	RF, PA	35	4	4.5[A]	30[W]	175	100	15
1173	AF, PA	30	5	3[A]	10[W]	150	1	20

用途　AF：低周波増幅　　RF：高周波増幅　　LN：低雑音増幅

の規格表

(25[°C])

直流電流増幅率			h パラメータ				バイアス		高周波特性	
h_{FE}	V_{CE} [V]	I_C [mA]	h_{fe}	h_{ie} [kΩ]	h_{re} $\times 10^{-4}$	h_{oe} [μS]	V_{CB} [V]	I_E [mA]	f_T [MHz]	C_{ob} [pF]
40	1	10					10	20	450	4
70～140	1	10	140	4	0.5	3	12	1	200	2
140	12	2	130	16.5	0.7	11	5	0.1	230	3.5
35～200	12	2	85				12	2	230	1.8
30～300	2	150	70				10	10	50	15
30～300	2	200	80				10	200	20	50
			80				5	0.5[A]	10	130
			60				5	1[A]	20	80
30～300	2	150	40				10	10	80	13
250	5	2	250	3.5	2.5	35	5	2	150	4.5
200～700	6	2	500				6	1	150	2
70～700	6	2	200				6	1	80	7
70～700	1	100	100				5	50	300	7
65～700	5	2	220	3.6	0.4	20	5	2	220	2.2
40～500	10	1	130				10	1	230	1.3
200	6	1		4.5	4.5	17	6	10	250	3
200～700	6	2	280	7.5	0.62	6.4	6	1	80	6
120	6	1					6	1	650	1.15
40	5	1.5[A]					10	100	400	20
70～240	2	500					2	500	100	35

PA：電力増幅　　SW：スイッチング